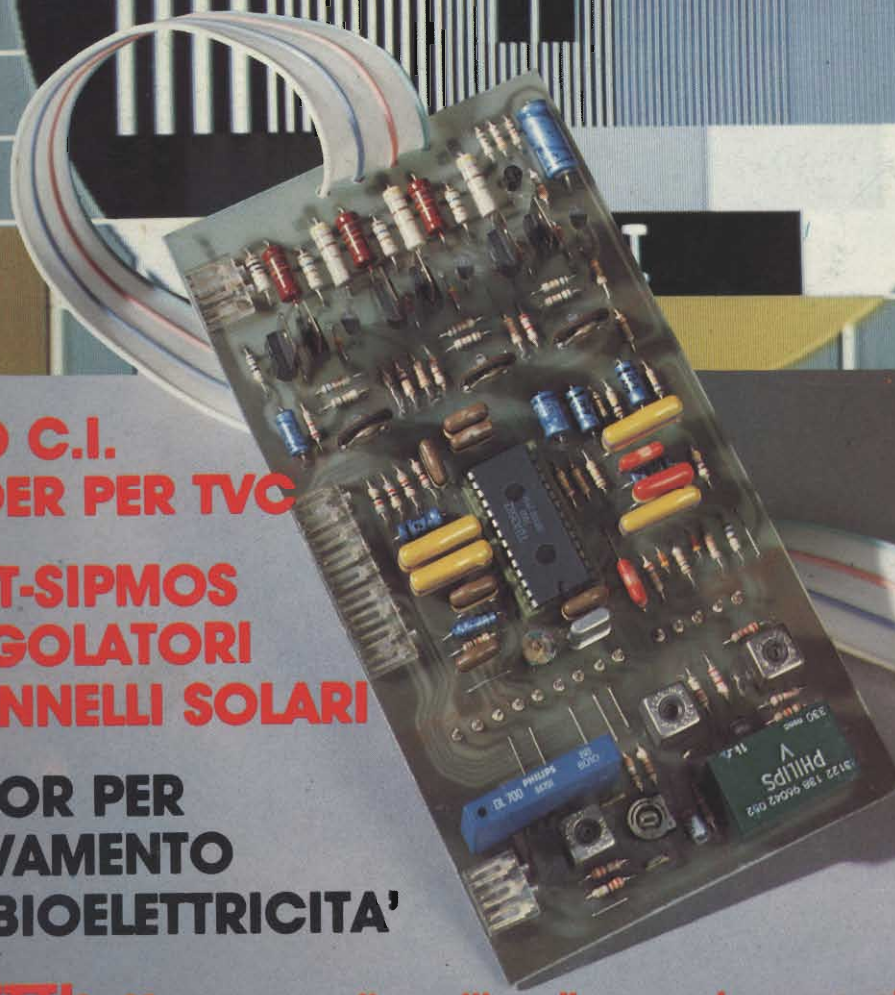
Spedizione in Abb. Postale Gruppo III/70

SELEZIONE DI TECNICHE ELETTRONICHE

Copia riservata agli Abbonati

2

FEBBRAIO 1983

L. 2.500

NUOVO C.I. DECODER PER TVC

MOSFET-SIPMOS NEI REGOLATORI PER PANNELLI SOLARI

MONITOR PER IL RILEVAMENTO DELLA BIOELETTRICITA'

PROGETTI: Memoscop: dispositivo di memoria per oscilloscopi - Generatore di impulsi stabilizzato a quarzo - Filtro antirombo per la soppressione delle frequenze di disturbo

Per 7 ragioni...

Abbonarsi è sempre conveniente, ma ciò vale ancora di più per le riviste JCE. Le ragioni sono tante, ma sette le più importanti.

- **Si ricevono le riviste preferite a casa propria prima** che le stesse appaiano in edicola.
- Si ha la **certezza di non perdere alcun numero** (c'è sempre qualche cosa d'interessante nei numeri che si perdono...) Il nostro ufficio abbonamenti, infatti, rispedisce tempestivamente eventuali copie non giunte dietro semplice segnalazione anche telefonica.
- **Si risparmia fino al 25%** e ci si pone al riparo da futuri aumenti di prezzo pressochè certi in questa situazione di mercato.
- Si ha la possibilità di acquistare, fino al 28-2-83, **libri di elettronica con lo sconto del 30%**. Oppure durante tutto l'anno con lo sconto del 10% e ciò vale anche per le novità.
- Gli abbonati JCE ricevono anche preziosissime opere, qualche esempio: il **4° volume degli Appunti di Elettronica**, la pubblicazione a fogli mobili che ha riscontrato grandissimo favore.
  Le nuove **Schede di Riparazione TV** tanto utili a tecnici e ad autodidatti.
- Ma le **riviste JCE offrono** anche **di più: la carta GBC 1983,** per esempio, un privilegio che dà diritto a sconti speciali su determinati prodotti.
- E ... infine **la possibilità di vincere milioni in premi** partecipando al favoloso Concorso.

Abbonarsi alle riviste JCE **è proprio conveniente!!**

Sperimentare è la più fantasiosa rivista italiana per appassionati di autocostruzioni elettroniche. Una vera e propria miniera di "idee per chi ama far da sé". I migliori progetti sono disponibili anche in kit.

Millecanali la prima rivista italiana di broadcast. Grazie alla sua indiscussa professionalità, è la rivista che "fa opinione" nell'affascinante mondo delle radio e televisioni.

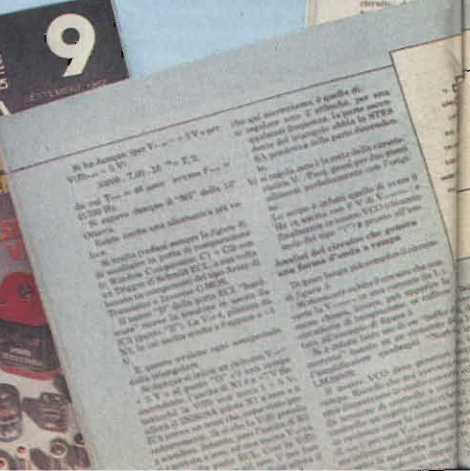
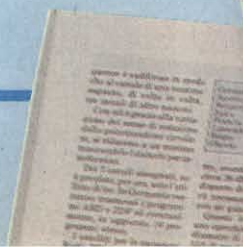
Selezione di Tecnica è da decenni la più apprezzata e diffusa rivista italiana di elettronica per tecnici, studenti e operatori.
Audio, video, telecomunicazioni, alta frequenza, elettronica industriale, componenti oltre a realizzazioni pratiche di elevato livello sono gli argomenti trattati.

Cinescopio è l'ultima nata delle riviste JCE. La rivista tratta mensilmente i problemi dell'assistenza radio TV e dell'antennistica. Un vero strumento di lavoro per i radioteleriparatori, dai quali è largamente apprezzata.

Campagna Abbonamenti 1983 - Spedizione in Abb. postale Gruppo III/70

...per 15 v

PROPOSTE	TARIFFE	PRIVILEGI
1) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE**	**L. 23.000** anzichè L. 28.500	- **Indice 1982 di Sperimentare** * - **Carta sconto GBC 1983** *
2) Abbonamento annuo a **SELEZIONE**	**L. 24.000** anzichè L. 29.000	- **Indice 1982 di Selezione** * - **Carta sconto GBC 1983** *
3) Abbonamento annuo a **CINESCOPIO**	**L. 26.000** anzichè L. 33.000	- **Indice 1982 di Cinescopio** * - **Carta sconto GBC 1983** *
4) Abbonamento annuo a **MILLECANALI**	**L. 29.000** anzichè L. 36.000	- **Carta sconto GBC 1983** *
5) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE**	**L. 45.000** anzichè L. 57.500	- **Appunti di Elettronica Vol IV** - **Indice 1982 Sperimentare** * - **Indice 1982 Selezione** * - **Carta sconto GBC 1983** *
6) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + CINESCOPIO**	**L. 47.000** anzichè L. 61.500	- **Nuove schede di Elettronica Vol IV** - **Indice 1982 Sperimentare** * - **Indice 1982 Cinescopio** * - **Carta sconto GBC 1983** *
7) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + MILLECANALI**	**L. 50.000** anzichè L. 64.500	- **Appunti di elettronica Vol. IV** - **Indice di Sperimentare** * - **Carta sconto GBC 1983** *
8) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + CINESCOPIO**	**L. 48.000** anzichè L. 62.000	- **Nuove schede di riparazione TV** - **Indice di Selezione** * - **Indice di Cinescopio** * - **Carta sconto GBC 1983** *
9) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + MILLECANALI**	**L. 51.000** anzichè L. 65.000	- **Appunti di Elettronica Vol. IV** - **Indice di Selezione 1982** * - **Carta sconto GBC 1983** *
10) Abbonamento annuo a **CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 53.000** anzichè L. 69.000	- **Nuove schede di riparazione TV** - **Indice di Cinescopio 1982** * - **Carta sconto GBC 1983** *

* **Questi privilegi sono riservati solo a coloro il cui abbonamento decorre da Gennaio 1983**

antaggi...

PROPOSTE	TARIFFE	PRIVILEGI
11) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + CINESCOPIO**	**L. 69.000** anzichè L. 90.500	- Appunti di Elettronica Vol. IV - Nuove schede di riparazione TV - Indice di Sperimentare * - Indice di Selezione * - Indice di Cinescopio * - Carta sconto GBC 1983 *
12) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + MILLECANALI**	**L. 72.000** anzichè L. 93.000	- Appunti di Elettronica Vol. IV - Indice di Sperimentare * - Indice di Selezione * - Carta sconto GBC 1983 *
13) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 74.000** anzichè L. 97.500	- Appunti di Elettronica - Vol. IV - Nuove schede di riparazione TV - Indice 1982 di Sperimentare * - Indice 1982 Cinescopio * - Carta sconto G.B.C. 1983 *
14) Abbonamento annuo a **SELEZIONE + CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 75.000** anzichè L. 98.000	- Appunti di Elettronica Vol. IV - Nuove schede di riparazione TV - Indice di Selezione * - Indice di Cinescopio * - Carta sconto GBC 1983 *
15) Abbonamento annuo a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 94.000** anzichè L. 126.500	- Appunti di Elettronica Vol. IV - Nuove schede di riparazione TV - Indice di Sperimentare * - Indice di Selezione * - Indice di Cinescopio * - Carta sconto GBC 1983 *

Queste condizioni sono valide fino al

28.2.1983

Dopo tale data sarà ancora possibile sottoscrivere abbonamenti a queste tariffe ma si perderà il diritto ai privilegi

IMPORTANTE

Per abbonamento estero queste tariffe devono essere aumentate del 50%.

ATTENZIONE

Per i versamenti utilizzate il modulo di c/c postale inserito in questa rivista.

Tutti gli abbonati 1983 alle riviste JCE che erano già abbonati nel 1982 ad almeno una delle riviste Sperimentare, Selezione, Il Cinescopio e Millecanali riceveranno **anche**

IL NUOVISSIMO MANUALE DI SOSTITUZIONE FRA TRANSISTORI GIAPPONESI, AMERICANI ED EUROPEI

Si tratta di un utilissimo strumento di lavoro che raccoglie le equivalenze fra le produzioni giapponesi Sony, Toshiba, Nec, Hitachi, Fujitsu, Matsushita, Mitsubishi, Sanyo oltre a quelle fra questi e i corrispondenti modelli europei e americani.
Rinnovare l'abbonamento è un affare!
Il libro è anche in vendita; chi desiderasse riceverlo contrassegno, può utilizzare il tagliando d'ordine riportato su questo annuncio.

SE - 2/83

Tagliando d'ordine
da inviare a JCE -
Via dei Lavoratori, 124 -
20092 Cinisello B.
Inviatemi n° .... copie del Manuale di sostituzione dei transistori giapponesi.
Pagherò al postino l'importo di L. 10.000 per ogni copia + spese di spedizione.

NOME ______________ COGNOME ______________

VIA ______________________________

CITTA' ______________________ Cap. ________

CODICE FISCALE ______________ DATA ______________

FIRMA ______________________________

Best seller e novità di Elettronica.

Principi e Tecniche di Elaborazione Dati
Una trattazione chiara e concisa dei principi base di flusso e della gestione in un sistema di elaborazione elettronica. Il volume è concepito per l'autoapprendimento.
Cod. 309A
L. 15.000 *(Abb. L. 10.500)*

Elementi di Trasmissione Dati
Affronta in maniera chiara e facile gli argomenti relativi alla trasmissione dei dati e dei segnali in genere. Costituisce perciò un valido ausilio alla comprensione delle tecniche di comunicazione.
Cod. 316D
L. 9.000 *(Abb. L. 6.000)*

Programmazione e Progettazione Logica

8080 Cod. 325P
L. 16.500 *(Abb. L. 11.550)*

Z-80 Cod. 324P
L. 19.000 *(Abb. L. 13.300)*

I libri descrivono l'implementazione della logica sequenziale e combinatoria con l'uso del linguaggio assembly all'interno di un sistema a microcomputer basato sul rispettivo microprocessore. I concetti tradizionali di programmazione in linguaggio assembly non sono utili nè attinenti per usare i microprocessori in applicazioni logiche digitali: l'uso delle istruzioni in linguaggio assembly per simulare il packages digitale è in tutti i casi errato.
Il libro chiarifica questi concetti per prima cosa simulando sequenze logiche digitali, poi illustrando alcune efficienti soluzioni per spiegare l'uso corretto dei microcomputer. Un capitolo, infine, contiene il set completo di istruzioni del microprocessore studiato nonchè alcune subroutine comunemente impiegate.

Il Bugbook VII
Tratta soprattutto l'interfacciamento di convertitori, digitali-analogici e analogici-digitali, con microelaboratori basati sui microprocessori 8080, 8080A, 8085 e Z80. Presenta, inoltre, molti esempi ed esperimenti.
Cod. 007A
L. 15.000 *(Abb. L. 10.500)*

La Progettazione dei Filtri Attivi
Insegna a costruire una varietà di filtri attivi tale da soddisfare la maggior parte delle necessità e per ogni tipo offre la scelta migliore. A numerose tavole e grafici affianca una serie di esperimenti pratici.
Cod. 603B
L. 15.000 *(Abb. L. 10.500)*

Tecniche d'Interfacciamento dei Microprocessori
Indica le tecniche e i componenti necessari per assemblare un sistema completo, dalla fondamentale unità centrale di elaborazione ad un sistema equipaggiato con tutte le periferiche comunemente usate.
Cod. 314P
L. 22.000 *(Abb. L. 15.400)*

Z-8000
Descrive in dettaglio l'architettura ed il funzionamento dello Z-8000 e la sua famiglia di dispositivi di supporto. Presenta molti esempi di programmi Z-8000 al fine di illustrare i principi e le tecniche essenziali. Fa vedere come possono essere implementati con la programmazione importanti principi di ingegnerizzazione del software come la semplicità, la chiarezza dei commenti, la modularità, ecc.
Cod. 321D
L. 22.000 *(Abb. L. 15.400)*

Z-80 6502
Libro ideato come testo autonomo e progettato sotto forma di corso per imparare la programmazione in linguaggio Assembler del microprocessore Z-80: dai concetti di base alle tecniche di programmazione più avanzate, con risoluzione obbligatoria di vari esercizi.
Cod. 328 D
L. 24.000 *(Abb. L. 16.800)*

Interfacciamento di Microcomputer Esperimenti Utilizzanti il Chip 8255 PPI
L'8255 PPI, interfaccia periferica programmabile, è un componente della famiglia 8080. Come LSI programmabile è responsabile dell'I/O parallelo tra CPU, memoria e mondo esterno. Nel libro, gli esperimenti vengono realizzati attraverso la tecnica del breadboarding usando una basetta SK-10 ed utilizzando come microcomputer un Mini-Micro Designer.
Cod. 004A
L. 10.500 *(Abb. L. 6.850)*

I Microprocessori e le loro Applicazioni: SC/MP
Le applicazioni presentate in questo libro, sono indirizzate alla risoluzione dei "classici" problemi che si presentano normalmente nella progettazione con sistemi a microprocessore.
Cod. 301D
L. 9.500 *(Abb. L. 6.650)*

Programmazione in Linguaggio Assembly

8080A/8085 Cod. 323P
L. 24.000 *(Abb. L. 16.800)*

Z-80 Cod. 326P
L. 29.500 *(Abb. L. 20.650)*

I libri esaminano il linguaggio assembly come mezzo di un sistema a microcomputer.
Spiegano la programmazione in linguaggio assembly. Descrivono le funzioni di assembler e le istruzioni assembly. Trattano i concetti di sviluppo del software di base.
Una sezione particolare, dedicata alla programmazione strutturata, esamina esempi di programmazione, da un semplice ciclo di caricamento della memoria a un completo progetto di programma.
I libri costituiscono una panoramica completa sul particolare linguaggio assembly presentato, offrono, ed è questa la grande originalità dei volumi, gli strumenti di debugging, la relativa procedura di base, i tipi più comuni di errori, nonché alcuni esempi di debugging di programmi. Forniscono, inoltre, esempi di programmi pratici scritti nel linguaggio di interesse.
Questi libri, quindi, possiedono tutti i requisiti per essere adottati sia da tecnici che da studenti, non solo neofiti, ma anche da quanti vogliono diversificare le loro conoscenze relativamente al settore microcomputer.

Guida Mondiale dei Transistori
Cod. 607H
L. 20.000 *(Abb. L. 14.000)*

Guida Mondiale degli Amplificatori Operazionali
Cod. 608H
L. 15.000 *(Abb. L. 10.500)*

Guida Mondiale dei Transistori ad Effetto di Campo JFET e MOS
Cod. 609H
L. 10.000 *(Abb. L. 7.000)*

Conoscere subito l'esatto equivalente di un transistore, di un amplificatore operazionale, di un FET, significa per il tecnico, il progettista, l'ingegnere, come pure l'hobbista, lo studente, il ricercatore, risparmiare tempo, denaro e fatica.
Queste tre guide, veramente "mondiali" presentano l'esatto equivalente, le caratteristiche elettriche e meccaniche, i terminali, i campi di applicazione, i produttori e distributori di oltre 20.000 transistori, 5.000 circuiti integrati lineari e 2.700 FET europei, americani, giapponesi, inglesi o persino russi.

MICROPROCESSORI dai Chip ai Sistemi

Il libro si rivolge a tutti coloro che desiderano comprendere i concetti, le tecniche, e i componenti riguardanti il mondo dei microprocessori.
Distingue le aree di applicazione principali in corrispondenza a specifiche architetture, dimostra che è semplice la costruzione di applicazioni progressivamente più complesse connettendo, in un progetto standard, una quantità crescente di moduli L.S.I. disponibili.
Cod. 320P
L. 22.000 *(Abb. L. 15.400)*

Guida ai CMOS
Il libro presenta i fondamenti dei CMOS, il loro interfacciamento con altre famiglie logiche, LED e display a 7 segmenti, le porte di trasmissione e multiplexer demultiplexer analogici, i multivibratori monostabili e astabili, i contatori, una tabella per convertire i circuiti da TTL a CMOS. Il tutto con 22 esperimenti.

Cod. 605B
L. 15.000 *(Abb. L. 10.500)*

Manuale pratico del Riparatore Radio TV
Il libro frutto dell'esperienza dell'autore maturata in oltre due decenni di attività come teleriparatore, è stato redatto in forma piana e sintetica per una facile consultazione.
Cod. 701P
L. 18.500 *(Abb. L. 13.000)*

Introduzione al Personal e Business Computing
Il libro presenta in modo pratico e progressivo, Tutti gli elementi di un sistema finanche i metodi di valutazione per una scelta oculata.
Cod. 303D
L. 14.000 *(Abb. L. 9.800)*

Audio & HI-FI
Una preziosa guida per chi vuole conoscere tutto sull'HI-FI.
Cod. 703D
L. 6.000 *(Abb. L. 4.200)*

MICROELETTRONICA: La Nuova Rivoluzione Industriale

L'autore si propone di offrire la chiarificazione più semplice della logica dei computer al lettore che ignorava il problema o aveva le idee confuse. Il libro passa poi alla storia futura, cercando di prevedere lo scenario tecnico, economico e sociale che si andrà determinando per l'avvento dei microprocessori.
Cod. 315P
L. 10.000 *(Abb. L. 7.000)*

Le Radiocomunicazioni
Ciò che si deve sapere sulla propagazione e ricezione delle onde em, sulle interferenze reali od immaginarie, sui radiodisturbi e loro eliminazione, sulle comunicazioni extra-terrestri ecc.
Cod. 7001
L. 7.500 *(Abb. L. 5.250)*

30 Programmi Basic per lo ZX 80
Programmi pronti all'uso che si rivolgono soprattutto ai non programmatori, quale valido ausilio didattico, nonchè prima implementazione del BASIC studiato, ma che possono essere, da parte dei più esperti, anche base di partenza per ulteriori elaborazioni.
Cod. 5000
L. 3.000 *(Abb. L. 2.100)*

DBUG Un Programma Interprete per la Messa a Punto Software 8080
Permette di inserire e cambiare i passi di programma, procede attraverso una istruzione completa e non passo passo, è in grado di perforare e leggere un nastro di carta.
Cod. 313P
L. 6.000 *(Abb. L. 4.200)*

Junior Computer Vol 1-Vol 2
Junior Computer è il microelaboratore da autocostruire su un unico circuito stampato. Il sistema base e questi libri sono l'occorrente per l'apprendimento. Prossimamente verranno pubblicati altri volumi relativi all'espandibilità del sistema.
Cod. 3001
L. 11.000 *(Abb. L. 7.700)*
Cod. 3002
L. 14.500 *(Abb. L. 10.150)*

Costruiamo un Microelaboratore Elettronico
Per comprendere con naturalezza la filosofia dei moderni microelaboratori e imparare a programmare quasi senza accorgersene.
Cod. 3000
L. 4.000 *(Abb. L. 2.800)*

TEA: Un Editor Assembler Residente per l'8080/8085

Il programma TEA riportato nel libro, dà la possibilità di scrivere e modificare programmi sorgente scritti in assembler secondo i codici mnemonici dell'8080 e dell'8085.
Cod. 322P
L. 12.000 *(Abb. L. 8.400)*

Guida alla Sostituzione dei Semiconduttori nei TVC
Equivalenze di semiconduttori impiegati su 1200 modelli di televisori di 47 fabbricanti diversi.
Cod. 6112
L. 2.000 *(Abb. L. 1.400)*

Transistor Cross-Reference Guide
Circa 5.000 equivalenze fra transistori europei, americani e giapponesi, con i relativi parametri elettrici e meccanici.
Cod. 6007
L. 8.000 *(Abb. L. 5.600)*

TTL IC Cross - Reference Manual
Il prontuario fornisce le equivalenze, le caratteristiche elettriche e meccaniche di pressochè tutti gli integrati TTL sinora prodotti dalle principali case mondiali, comprese quelle giapponesi.
Cod. 6010
L. 20.000 *(Abb. L. 14.000)*

I libri elencati **possono essere ordinati anche dai non abbonati** utilizzando la stessa cedola. In questo caso naturalmente non si avrà diritto a sconto alcuno.

Manuale di Sostituzione dei Transistori Giapponesi
Il libro raccoglie circa 3000 equivalenze fra transistori giapponesi.
Cod. 6005
L. 5.000 *(Abb. L. 3.500)*

Tabelle Equivalenze Semiconduttori e Tubi Elettronici Professionali
Equivalenti Siemens di transistori, diodi, led, tubi elettronici professionali e vidicons.
Cod. 6006
L. 5.000 *(Abb. 3.500)*

Appunti di Elettronica Vol. 1 - Vol. 2 - Vol. 3
Un'opera per comprendere facilmente l'elettronica e i principi ad essa relativi. I libri sono costituiti da una raccolta di fogli asportabili e consultabili separatamente, ognuno dei quali tratta un singolo argomento. Grazie a questa soluzione l'opera risulta continuamente aggiornabile con l'inserimento di nuovi fogli e la sostituzione di quelli che diverranno obsoleti.
Cod. 2300
L. 8.000 *(Abb. L. 5.600)*
Cod. 2301
L. 8.000 *(Abb. L. 5.600)*
Cod. 2302
L. 8.000 *(Abb. L. 5,600)*

Accessori per Autoveicoli
Dall'amplificatore per autoradio, all'antifurto, dall'accensione elettronica, al plurilampeggiatore di sosta, dal temporizzatore per tergicristallo ad altri ancora.
Cod. 8003
L. 6.000 *(Abb. L. 4.200)*

300 Circuiti
Il libro propone una moltitudine di progetti dal più semplice al più sofisticato con particolare riferimento a circuiti per applicazioni domestiche, audio, di misura, giochi elettronici, radio, modellismo, auto e hobby.
Cod. 6009
L. 12.500 *(Abb. L. 8.750)*

Le Luci Psichedeliche
Il libro descrive apparecchi psichedelici provati e collaudati, realizzazione di generatori psichedelici sino a 6 kW, flash elettronici, luci rotanti etc.
Cod. 8002
L. 4.500 *(Abb. L. 3.150)*

Il Moderno Laboratorio Elettronico
Autocostruzione di tutti gli strumenti fondamentali; alimentatori stabilizzati, multimetri digitali, generatori sinusoidali ed a onda quadra, iniettore di segnali, provatransistor, wattmetri e millivoltmetri.
Cod. 8004
L. 6.000 *(Abb. 4.200)*

Alla Ricerca dei Tesori
Il primo manuale edito in Italia che tratta la prospezione elettronica. Il libro, in oltre 110 pagine ampiamente illustrate spiega tutti i misteri di questo hobby affascinante. Dai criteri di scelta dei rivelatori, agli approcci necessari per effettuare le ricerche.
Cod. 8001
L. 6.000 *(Abb. L. 4.200)*

Digit 1
Il libro mira a insegnare i concetti fondamentali di elettronica con spiegazioni semplici. Esperimenti pratici utilizzanti una piastra sperimentale a circuito stampato consentono un'introduzione graduale all'elettronica digitale.
Cod. 2000
L. 7.000 *(Abb. L. 4.900)*

Digit 2
Prosieguo naturale del Digit 1, il libro presenta oltre 500 circuiti: dal frequenzimetro al generatore di onde sinusoidali - triangolari - rettangolari; dall'impianto semaforico alla pistola luminosa.
Cod. 6011
L. 6.000 *(Abb. L. 4.200)*

Selezione di Progetti Elettronici
Una selezione di interessanti progetti pubblicati sulla rivista "Elektor". Ciò che costituisce il "trait d'union" tra le varie realizzazioni proposte e la varietà d'applicazione, l'affidabilità di funzionamento, la facilità di realizzazione, nonchè l'elevato contenuto didattico.
Cod. 6008
L. 9.000 *(Abb. L. 6.300)*

Manuale degli SCR Triac ed altri tiristori, Vol. 1
Il manuale, mantenendo un'impostazione pratica, oltre che teorica, rappresenta una buona guida alle applicazioni per tutti i progettisti, studenti, insegnanti e sperimentatori che utilizzano o utilizzeranno questa famiglia di dispositivi a semiconduttore.
Cod. 612P
L. 24.000 *(Abb. L. 16.800)*

Guida alla Programmazione in Assembler Z80 sul Pico-Computer
È una guida introduttiva alla programmazione assembler attraverso una progressione di esercizi. Il calcolatore usato è il Picocomputer. I programmi riportati possono essere facilmente adattati ad altri sistemi Z80 o 8080.
Cod. 330D
L. 9.000 *(Abb. L. 6.300)*

Programmare in Pascal
Lo scopo del libro è di fare il punto sui vantaggi e svantaggi del Pascal.
I vantaggi che emergono, e sono numerosi, vengono descritti nel contesto delle applicazioni in cui sono realizzati. Per contro vengono anche indicate le situazioni dove questi non sono indispensabili.
Cod. 514A
L. 14.000 *(Abb. L. 9.800)*

Programmare in Basic
Questo libro si sforza di descrivere in modo metodico il BASIC delle tre macchine più diffuse sul mercato mondiale: Apple, PET, TRS80 e, naturalmente i loro derivati.
Cod. 513A
L. 8.000 *(Abb. L. 5.600)*

Programmare in Assembler
Il libro, destinato in particolare a chi già ha una buona conoscenza di un linguaggio evoluto molto semplice come il BASIC, fornisce i rudimenti che consentono di programmare in Assembler, con numerosi esempi pratici. Come Assembler esistente è stato scelto quello dello Z80.
Cod. 329
L. 10.000 *(Abb. L. 7.000)*

CEDOLA DI COMMISSIONE LIBRARIA

Da inviare a JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)

SE - 2/83

Nome Cognome

Indirizzo

Cap. Città Provincia

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende)

Inviatemi i seguenti libri:

☐ Pagherò al postino il prezzo indicato nella vostra offerta speciale + L. 1.500 per contributo fisso spese di spedizione

☐ Allego Assegno n° .... di L. .... (in questo caso la spedizione è gratuita)

Banca ....

Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità	Codice Libro	Quantità

☐ Non Abbonato ☐ Abbonato sconto 30% ☐ Selezione RTV ☐ Millecanali ☐ Sperimentare ☐ Il Cinescopio

Data ____________ Firma ____________

EDITORE
Jacopo Castelfranchi

DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castelfranchi

DIRETTORE EDITORIALE
Giampietro Zanga

COMITATO DI DIREZIONE
Lodovico Cascianini
Piero Soati

COORDINATORE
Gianni De Tomasi

REDAZIONE
Sergio Cirimbelli
Daniele Fumagalli
Tullio Lacchini
Mauro Ballocchi

GRAFICA E IMPAGINAZIONE
Bruno Sbrissa
Giovanni Fratus
Giancarlo Mandelli

FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi
Tommaso Merisio

PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Angelo Cattaneo
Filippo Pipitone

CONTABILITA'
Claudia Montù
M. Grazia Sebastiani
Antonio Taormino

DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Pinuccia Bonini
Rosella Cirimbelli
Patrizia Ghioni
Giovanna Quarti

COLLABORATORI
Paolo Bozzola
Edoardo Botti
Giuseppe Contardi
Renato Fantinato
Fabio Ghersel
Amadio Gozzi
Giuseppe Martinetti

PUBBLICITA'
Concessionario per l'Italia e l'Estero
Reina & C. S.r.l.
Via Washington, 50 - 20149 Milano
Tel. (02) 4988066/7/8/9/060 (5 linee R.A.)
Telex 316213 REINA I

Concessionario per USA e Canada:
International Media
Marketing 16704 Marquardt
Avenue P.O. Box 1217 Cerritos,
CA 90701 (213) 926-9552

DIREZIONE, REDAZIONE, AMMINISTRAZIONE
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. (02) 61.72.671 - 61.72.641

SEDE LEGALE
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239 del 17.11.73

STAMPA
Nova Roto Srl - Opera (Milano)

DIFFUSIONE
Concessionario esclusivo per l'Italia e l'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della Rivista L. 2.500
Numero arretrato L. 3.500

Abbonamento annuo L. 29.000
Per l'estero L. 43.500

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
mediante l'emissione di assegno circolare cartolina vaglia o utilizzando il c/c postale numero 315275

Per i cambi d'indirizzo allegare alla comunicazione l'importo di L. 500, anche in francobolli, e indicare insieme al nuovo anche il vecchio indirizzo.

Mensile associato all'USPI
Unione Stampa Periodica italiana

Sommario

Intel '83: dal 21 al 25 maggio 1983

Come già anticipato l'ottava edizione della mostra internazionale elettrotecnica ed elettronica - INTEL 83 - si terrà nel Quartiere Fiera Milano dal 21 al 25 maggio 1983. Patrocinata dall'ANIE - Associazione Nazionale Industrie Elettrotecniche ed Elettroniche - e dalla F.N.G.D.M.E. - Federazione Nazionale Grossisti/Distributori di Materiale Elettrico - l'INTEL è nata nel 1975 ed ha seguito, sino al 1981, una cadenza annuale. Con la prossima edizione ha inizio il ciclo biennale.
In sette anni questa mostra si è ampliata ed arricchita di nuovi settori merceologici, ma soprattutto si è imposta all'attenzione degli operatori economici, a livello europeo ed extraeuropeo.
All'INTEL 83 esporranno oltre 800 espositori diretti e saranno rappresentate oltre 450 case costruttrici.
A grandi linee i gruppi di prodotti esposti comprendono antenne e impianti per distribuzione di segnali radio TV; impianti interfonici e citofoni; radio e video; macchine ed apparecchi per produzione, trasporto, distribuzione e utilizzazione di energia elettrica; apparecchiature e quadri di alta, media e bassa tensione; materiale d'installazione; cavi e conduttori isolati; accumulatori e utensili per l'industria elettrotecnica; gruppi elettrogeni; piccoli elettrodomestici; componenti discreti e complessi; ecc.
Durante la manifestazione sono previsti particolari momenti di dibattito sui più attuali temi tecnici e scientifici che più direttamente interessano la produzione e i grandi utenti industriali e civili.

Disco compatto: i progetti della Thomson

Il nuovo disco compatto, l'invenzione del duo Philips-Sony destinato nel tempo a sostituire i tradizionali dischi a 45 e 33 giri, sarà venduto in Francia dalla Thomson-Brandt su licenza della Hitachi. Il gruppo francese prevede di commercializzare nel primo semestre del corrente anno circa 2.000 "lettori di dischi digitali a lettura laser" come l'apparecchio è tecnicamente definito. Il costo dell'operazione viene stimato in 6-8 miliardi di lire.
Successivamente la Thomson produrrà gli apparecchi su licenza Philips-Sony nella fabbrica tedesca della Hifi Dual, l'azienda di cui ha assunto recentemente il controllo con l'impegno di investirvi una quindicina di miliardi di lire.

La produzione giapponese di TV a colori

Il Giappone ha prodotto nel 1981 circa 11.630.000 televisori a colori contro 10.910.000 nel 1980 e poco più di 9.363.000 nell'anno prima. Durante il 1982, secondo dati del Nikkei Economic Electronic Data Bank System, la produzione ha registrato il seguente trend: 737.000 apparecchi costruiti in gennaio, 820.000 in febbraio, 908.000 in marzo, 939.000 in aprile 901.000 in maggio, 929.000 in giugno, 923.000 in luglio, 824.000 in agosto, 1.008.000 in settembre e 1.091.000 in ottobre.

La Grundig produrrà VTR in Francia

La barriera anti-videoregistratori della dogana francese di Poitiers rallenta e blocca l'afflusso non solo degli apparecchi giapponesi, contro i quali è stata principalmente eretta, ma frena anche l'afflusso dei videoregistratori tedeschi e tra questi anche quelli della Grundig. Alla sede della Grundig si sta conseguentemente esaminando l'opportunità di produrre videoregistratori in Francia nella propria filiale di Creutzwald, dove da diversi anni 800 dipendenti producono televisori a colori Grundig per il mercato francese. Sarebbe sufficiente istituire un nuovo reparto con una cinquantina di operai per poter essere in grado di soddisfare una parte, almeno quella più urgente, della domanda.
Con un volume di investimenti relativamente modesto, la fabbrica di Creutzwald potrebbe raggiungere già nel corso del corrente anno una produzione di 30.000 videoregistratori.
In seguito qualora perdurassero gli ostacoli doganali alla importazione in questo settore, la produzione potrebbe venire facilmente ampliata.

VTR: Matsushita e Bosch insieme

Il Giappone è intenzionato a ridurre le sue esportazioni di videoregistratori verso l'Europa dai 5 milioni di pezzi, del 1982, a 4 milioni quest'anno. In cambio però di questa autoregolamentazione esso vuole alcune cose come la eliminazione delle limitazioni imposte da alcuni Paesi alla importazione di VTR "made in Japan". In attesa di un accordo politico sulla delicata questione, alcune industrie hanno allacciato rapporti con società europee per avviare iniziative produttive congiunte. È il caso della Matsushita che ha concluso un accordo di partnership con la Bosch per produrre intorno ai 300.000 videoregistratori all'anno da vendere con il marchio Blaupunkt (più o meno lo stesso quantitativo fornito nel 1982 dalla Matsushita a questa organizzazione).

Importazioni di TV color da Singapore

Le importazioni di TVC da Singapore nel periodo gennaio-agosto 1982 hanno raggiunto globalmente le 7.492 unità per un valore di poco meno di due miliardi di lire. Questa cifra rappresenta l'1,5% del totale delle importazioni italiane di televisori a colori. Lo ha affermato il Ministro per il commercio con l'estero Capria in risposta ad una interrogazione del Deputato socialista Servadei che aveva fatto presente come queste importazioni da Singapore danneggerebbero il settore produttivo nazionale. Capria ha altresì fatto presente a Servadei di aver provveduto a segnalare il problema al Ministero delle Finanze per un maggiore controllo dell'effettiva origine delle importazioni.

La Irt alla Philco

La Irt-Telefunken di Milano è definitivamente passata alla Philco di Brembate. Più precisamente l'intesa prevede il passaggio dell'azienda milanese e di tutti i suoi dipendenti (ancora più di 1300 anche dopo le numerose dimissioni) alla Ecufin, la finanziaria lussemburghese controllata da investitori iraniani che però vivono da tempo negli Stati Uniti che ha in controllo dell'azienda di Ponte San Pietro in provincia di Bergamo. Il passaggio sarebbe stato concluso per una cifra vicino ai 5 miliardi di lire, corrispondente grosso modo al valore del capitale sociale della Irt. Restano alcuni aspetti da sbrogliare ma già il vertice della Philco, società che nel 1981 ha realizzato un fatturato di 120 miliardi di lire conseguendo un utile di 4,5 miliardi, sta predisponendo un piano produttivo di rilancio, non più limitato ai soli televisori ma esteso anche ad altri prodotti elettronici di largo consumo. La realizzazione di questo piano resta però subordinata alla effettiva operatività della legge di ristrutturazione dell'industria elettronica nazionale il cui decollo continua a restare laborioso.

È il momento dei televisori tascabili

La Casio ha annunciato la commercializzazione, a partire dal prossimo giugno, di un microtelevisore tascabile bianco/nero.
L'apparecchio, il primo del genere secondo la società realizzatrice a venire messo in vendita, misura 11,8x8 centimetri e pesa 350 grammi. Il suo costo sarà di oltre 200 dollari.
Inizialmente il microtelevisore sarà immesso sui mercati giapponese e americano, in un secondo momento anche su quello europeo. L'apparecchio usa display a cristalli liquidi, impiegati per la prima volta dalla Seiko nella realizzazione di un televisore miniaturizzato incorporato nella cassa di un orologio da polso (la vendita di questo prodotto ha preso il via in questi giorni ma ad un prezzo abbastanza elevato, circa 100 mila yens, più di 550 mila lire). La Casio afferma che il suo televisore portatile ha il vantaggio di visualizzare immagini di buona qualità in diverse condizioni di luminosità, quindi sia di giorno che di notte. L'apparecchio incorpora una microantenna e un auricolare. Funziona con batterie autonome oppure usando quella dell'auto. Analoghi televisori sono in corso di messa a punto anche da parte della Hitachi e della Toshiba.

La Videocolor si rinnova nei tubi catodici

In occasione di Electronica, l'importante manifestazione settoriale di Monaco di Baviera, la Videocolor (società del gruppo francese Thomson con rilevanti interessi industriali in Italia) ha annunciato una nuova generazione di tubi a raggi catodici per TVC, la sesta della serie. I nuovi tubi PIL 56 sono in grado di coprire tutte le funzioni di riproduzione dell'immagine e, in aggiunta, di soddisfare le esigenze applicative del videotex domestico. Tre i modelli sviluppati il primo dei quali, il 51 cm/110°, dovrebbe entrare in produzione verso la fine dell'anno. La nuova generazione, denominata S6, subentra alla S4. Tutte le componenti del tubo risultano migliorate. I miglioramenti apportati rappresentano il frutto della collaborazione fra RCA (per quanto riguarda il tubo propriamente detto) e Videocolor (per i componenti), tanto che anche il partner americano ha ritenuto di introdurre una versione di tubo, la COTY 29, leggermente modificata rispetto a quella prevista per il mercato europeo. Il nuovo tubo presenta una focalizzazione migliorata di circa il 20% rispetto ai modelli precedenti e una più stabile dimensione dello spot in rapporto alla corrente. Anche il contrasto è stato migliorato con il ricorso ad una tecnica cosidetta Matrix, la stessa utilizzata in Europa nella costruzione di schemi di grossa dimensione.
La Videocolor, secondo le prime anticipazioni, ha chiuso il 1982 con un fatturato di circa 360 miliardi di lire e con un risultato economico positivo dopo avere perso nel 1981 circa 70 miliardi di lire su un fatturato di 320 miliardi.

Per comunicare di più e meglio

Al momento attuale stiamo assistendo ad un cambiamento radicale nelle relazioni tra il pubblico e i settori di mercato nell'ambito delle industrie della comunicazione audiovisiva. È uno dei messaggi provenienti da Venezia dove si è recentemente svolto un convegno internazionale sulla comunicazione.
Il settore pubblico si sta restringendo di dimensione ed in influenza come un risultato di due movimenti. La pressione esercitata dal finanziamento pubblico, ha detto un esperto dell'Unesco, crea sempre più difficoltà alle istituzioni culturali pubbliche per mantenere i loro usuali livelli di produzione. La diminuzione del finanziamento pubblico ha significato che queste istituzioni sono incapaci di avere una presenza significativa nella nuova industria audiovisiva dei video, dei satelliti, ecc.
Come risultato questi settori sono diventati "zone di libera iniziativa" in cui le grandi imprese commerciali e le logiche del mercato competitivo sono sempre più dominanti.
La caratteristica preponderante di questo momento è la rapida espansione della nuova industria televisiva. Sono le industrie che usano la televisione per diffondere nuove forme di informazione e intrattenimento al consumatore e che agiscono fuori dal controllo dei tradizionali programmatori: servizi di video, telex, satellite, cable, i giochi televisivi, personal computer, ecc.

Prima telecamera Sony con VTR incorporato

La Sony ha messo a punto la prima telecamera portatile con incorporato un videoregistratore che utilizza cassette nel formato tradizionale. La telecamera, denominata Betamovie, dispone di una funzione di registrazione corrispondente a quella dei VTR Betamax (3,35 ore). L'apparecchio pesa circa 2,5 chilogrammi e in Europa verrà commercializzato a partire da quest'anno ad un prezzo indicativo di circa 1,4 milioni di lire.

Pioneer: 10.000 videodischi al mese

La Pioneer Electronic ha messo a punto un piano per aumentare la sua capacità produttiva di lettori per videodischi a 10.000 unità al mese entro il settembre 1983. Attualmente la produzione si aggira intorno ai 4.000 pezzi. Con la vendita di questi lettori la società giapponese ha come obiettivo la copertura di circa il 9% del fatturato annuale in luogo di una incidenza del 4% di oggi.

TRANSISTORI SIPMOS NEI REGOLATORI PER IMPIANTI A PANNELLI SOLARI

di Alfred Hauenstein e Bernhard Schwager della Siemens Elettra

Gli impianti che mediante pannelli solari fotovoltaici trasformano l'energia solare in energia elettrica sono di norma equipaggiati con regolatori che consentono di immagazzinare in una batteria durante le ore diurne l'energia fornita dai pannelli solari. Questi regolatori devono essere strutturati in maniera da consumare poca energia, e soddisfare nello stesso tempo alle caratteristiche di carica richieste dalla batteria. I regolatori descritti soddisfano queste esigenze.

Un impianto di produzione di energia elettrica, basato sulla trasformazione dell'energia solare mediante pannelli fotovoltaici, può fornire energia in modo continuativo solo se dispone di un sistema di immagazzinamento dell'energia elettrica a cui ricorrere quando nelle ore notturne o con cielo coperto, l'energia solare viene a mancare. Per soddisfare questa particolare esigenza esistono in commercio accumulatori al piombo i quali, se vengono ricaricati mediante i regolatori progettati appositamente dai costruttori dei pannelli solari, possono avere una durata di vita di circa 15 anni. Questi regolatori soddisfano a questa esigenza solo se possiedono queste caratteristiche:

- effettiva protezione dell'accumulatore contro fenomeni di sovraccarico
- ricarica mediante un sistema di limitazione della tensione di carica,
- perdite molto ridotte sul transistore di potenza posto in serie tra il pannello e la batteria
- possibilità di lavoro entro un ampio campo di temperature
- elevata sicurezza di funzionamento
- presenza di un sistema che impedisca che la batteria si scarichi sul pannello quando quest'ultimo non viene irradiato
- protezione della batteria e del pannello solare in caso di errato collegamento dell'una o dell'altro ai relativi morsetti
- ingombro molto ridotto.

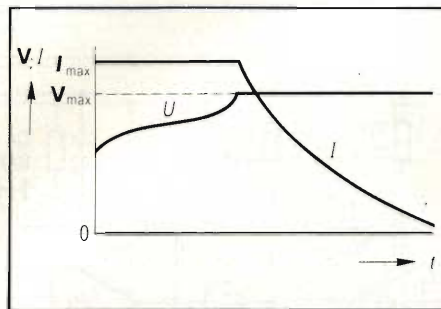



Fig. 1 - Curve di carica di un accumulatore al piombo. V_{max} è la tensione di fine carica dell'accumulatore in corrispondenza della quale l'elettronica del regolatore lavora a tensione costante (in questo caso, 13,38 V). Raggiunta la tensione di fine carica, la corrente di carica (I_{max}) ovviamente tende a diminuire.

Qui di seguito illustreremo il progetto di tre regolatori di carica della batteria tampone di un pannello solare Siemens *SFH 140-36*.

Grazie all'impiego dei nuovi transistori MOS di potenza SIPMOS e del nuovo amplificatore operazionale TAE 2453A (oppure TAE 4453A), la potenza assorbita è, in ogni caso, soltanto 40 mW. Tutti e tre i regolatori lavorano con una tensione di 12 V.

Principio di funzionamento

Tutti e tre i regolatori lavorano secondo il sistema di regolazione *in serie* che, com'è noto, consente una costruzione semplice e compatta. Il regolatore-serie, inoltre, anche nelle peggiori condizioni di funzionamento, dissipa soltanto il 30% di potenza che un regolatore in parallelo dissiperebbe nelle stesse condizioni di lavoro. Nel regolatore prima versione (*figura 2*) in serie al transistore regolatore di potenza viene inserito un diodo il cui compito è di impedire che quando il pannello non viene irradiato, la batteria possa scaricarsi attraverso il pannello stesso.

Nelle altre due versioni, questo diodo di protezione viene sostituito da un transistore SIPMOS che permette un maggior sfruttamento dell'energia solare in quanto, a parità di condizioni di funzionamento, assorbe meno corrente.

Per impedire l'ebollizione dell'elettrolita (gassificazione), il regolatore fa

sì che la tensione ai capi di ciascuna cella dell'accumulatore non superi, in fase di carica, la tensione massima di 2,23 V. Quando la tensione ai capi di una cella dell'accumulatore diventa più bassa del suddetto valore, l'accumulatore viene ricaricato in pratica con tutta la corrente che il pannello può dare. In queste condizioni è impossibile che l'accumulatore venga sovraccaricato dato che il pannello solare si comporta come una sorgente di corrente costante, e di conseguenza anche a valori elevati di irradiazione solare, non potrà mai essere superata la massima corrente di carica ammessa.

Raggiunta la tensione di fine carica, (V_{max}) dell'accumulatore (*figura 1*), la ricarica continua ancora ma *a tensione costante*; in questa fase di carica è l'accumulatore stesso che regola la sua corrente di carica che diminuirà fino a raggiungere un valore di corrente molto basso (corrente di mantenimento della carica).

Questo sistema di ricarica oltre a garantire una lunga durata di vita all'accumulatore, consente anche di utilizzare la massima capacità di carica dell'accumulatore.

In tutti e tre i regolatori viene impiegato come transistore regolatore-serie il SIPMOS BUZ 11 che, quando conduce, presenta una resistenza drain-source estremamente bassa (soltanto 40 mΩ) per cui in pratica, l'energia fornita dal pannello e dissipata nel transistore è, agli effetti pratici, insignificante.

L'amplificazione di potenza dei transistori SIPMOS è, com'è noto, molto grande ed è per questo motivo che la corrente assorbita da ciascun regolatore è così bassa.

Regolatore di carica con protezione a diodo

1) *Circuito principale di ricarica*

In *figura 2* è riportato lo schema del regolatore. In questo caso, per impedire che la batteria possa scaricarsi sul pannello quando quest'ultimo si trova in oscurità, viene impiegato un diodo. Il pannello SFH 140-36 (potenza massima fornita = 33 W) immette nell'accumulatore da 12 V, corrente elettrica ottenuta, per effetto fotovoltaico, dall'energia solare. Come abbiamo già detto, il transistore-regolatore presente nel circuito principale di ricarica è il transistore SIPMOS BUZ 11.

Se il pannello solare fornisse una corrente di 2 A, le perdite riscontrate sul transistore-regolatore in serie assumerebbero il valore di appena 0,16 W, e di conseguenza sarebbero molto più ridotte di quelle che si registrerebbero sul diodo di protezione (D2), le quali ammontano a circa 1,8 W.

Questo diodo (D2), come già detto, blocca la corrente diretta in senso inverso (e cioè dalla batteria al pannello). Esso è assolutamente necessario dato che la giunzione PN drain-source del transistore SIPMOS (T3) funziona da diodo inverso, e di conseguenza, potrebbe anche far passare una corrente in senso contrario a quella di carica della batteria.

2) *Sistema di regolazione della carica*

L'operazionale OP1 lavora come un normale amplificatore regolatore. Quando viene raggiunta la tensione di fine-carica della batteria, e cioè 13,38 V, la corrente di ricarica regolata dal transistore SIPMOS, comincerà lentamente a diminuire.

Per ottenere ciò, l'operazionale OP1 confronta una frazione della tensione della batteria con una tensione di riferimento presente ai capi del diodo D3, e con il risultato di questo confronto andrà poi a pilotare, tramite R8, R9 e T2, il transistore SIPMOS di potenza. Baste-

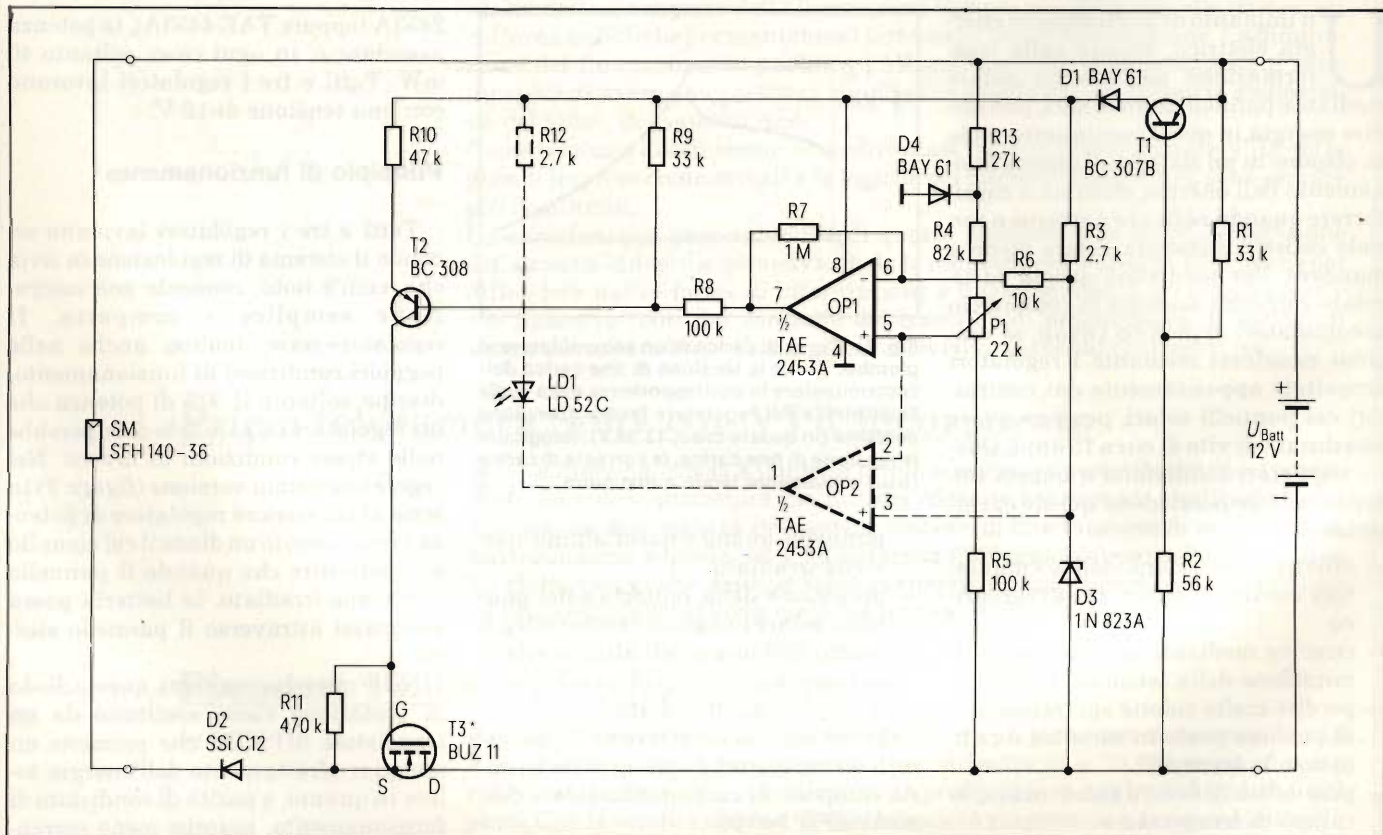



Fig. 2 - Schema di regolatore con diodo di bloccaggio (D2). Il diodo di bloccaggio impedisce che la batteria possa scaricarsi sul pannello solare quando quest'ultimo non è irradiato dal sole. Il transistore TR3 deve essere montato su radiatore di calore.

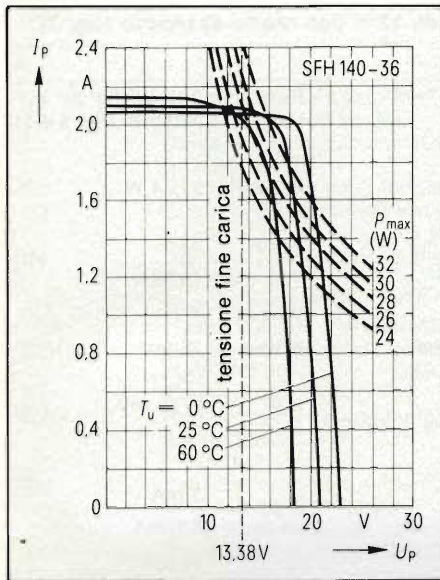



Fig. 3 - Corrente I_p in funzione della tensione V_p nel pannello solare di grandi dimensioni SFH 140-36; il parametro, in questo caso, è la temperatura ambiente T_{amb}.

rà una variazione di 10 mV della tensione della batteria per portare la corrente di carica di 2 A pressochè a zero. In questo piccolo campo di variazione di tensione, il regolatore lavora con stabilità e senza alcuna tendenza ad entrare in oscillazione.

La taratura del regolatore viene attuata mediante T1 che dovrà essere regolato in maniera che, raggiunta la tensione di fine carica dell'accumulatore, abbia immediatamente inizio la regolazione (e cioè la diminuzione della corrente).

3) *Stabilità della regolazione nei confronti delle variazioni della temperatura*

Per la tensione di riferimento viene impiegato il diodo 1N 823 A dato che in questi impieghi, i normali diodi zener non danno una sufficiente stabilità nei confronti delle variazioni di temperatura.

Nel campo delle temperature compreso tra − 25 e + 85 °C, le tensioni della soglia di commutazione sono inferiori a 70 mV, e possono essere influenzate soltanto dal diodo di riferimento. Quest'ultimo, in condizioni di lavoro, assorbe una corrente di soli 2 mA.

4) *Protezione contro un eventuale scambio dei collegamenti*

Il transistore T1 insieme ai diodi D1 e D4 serve a proteggere il regolatore e il pannello solare nel caso in cui essi dovessero essere collegati con polarità sbagliate ai rispettivi morsetti.

5) *Indicazione dello stato della carica*

L'operazionale OP2 lavora da comparatore, e di conseguenza, la sua uscita ecciterà il LED LD1 ogniqualvolta verrà raggiunta la tensione di fine carica della batteria.

6) *Valori caratteristici di dissipazione*

Si osservi la famiglia delle curve caratteristiche $I_P = f(V_P)$ del pannello solare SFH 140-36 (*figura 3*). Si vedrà allora che la massima dissipazione del transistore regolatore in serie avrà luogo in corrispondenza del punto di lavoro 2 A/19 V (T_{amb} = 0 °C) del pannello. In queste condizioni, ai capi del transistore SIPMOS verrà misurata una tensione pari a 19 V − 13,38 V = 5,62 V, per cui la massima dissipazione registrata sul transistore sarà 5,62 V x 2 A = 11,24 W. Questa massima potenza dissipata dovrà essere "allontanata" dal transistore SIPMOS mediante un radiatore avente un valore di resistenza termica pari a $R_{thk} \leq 8$ K/W. (Questo valore si riferisce, naturalmente, alla condizione in cui sia il pannello solare che il regolatore si trovino a lavorare alla stessa temperatura ambiente).

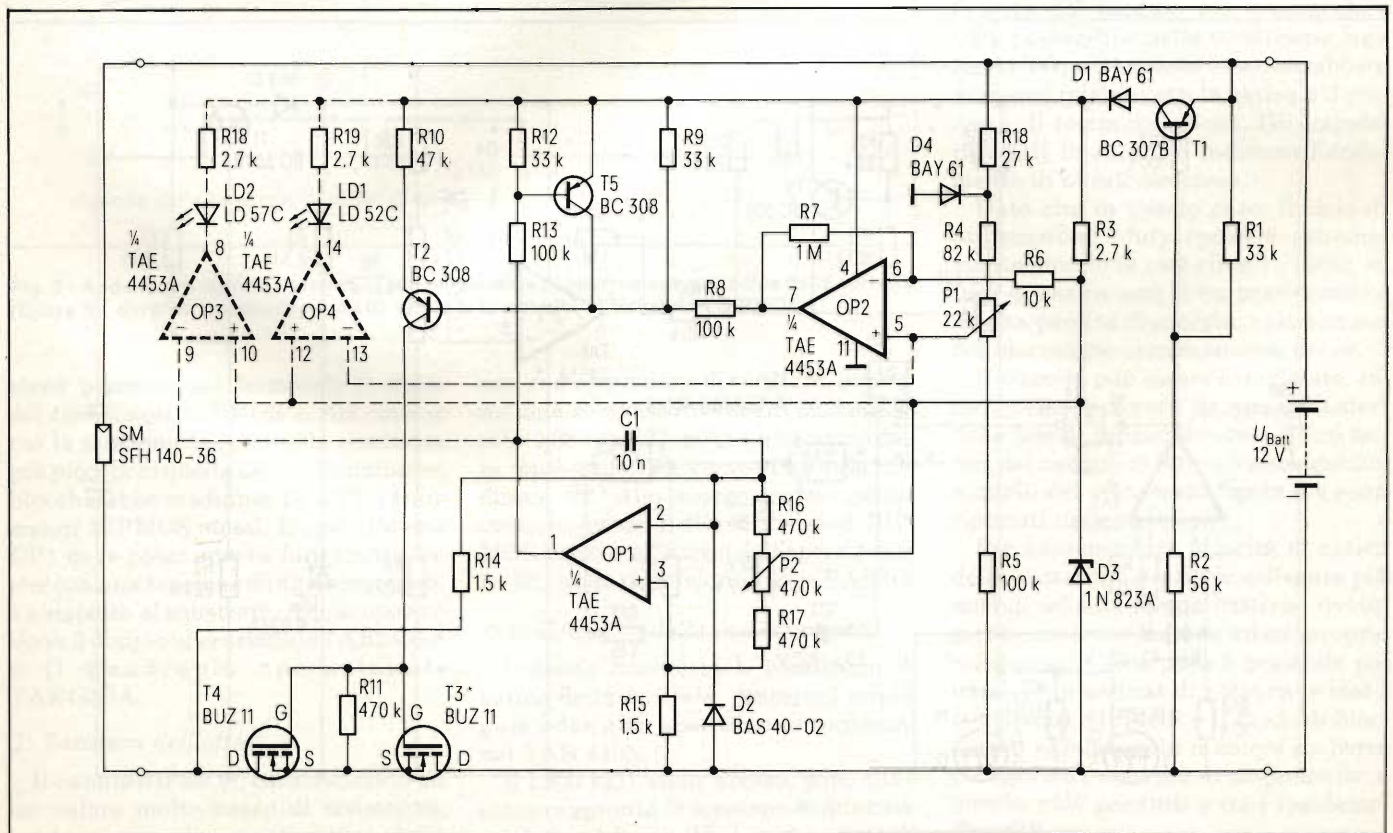



Fig. 4 - Schema di un regolatore di carica della batteria che al posto del diodo di blocco impiega un transistore SIPMOS (T4). Il transistore T3 BUZ 11 deve essere montato su radiatore di calore.

I dati di funzionamento del regolatore dello schema di figura 2 sono riportati nella *tabella 1*.

Regolatore di carica con protezione a transistore

Nel circuito di figura 2 abbiamo visto che il diodo di bloccaggio assorbe, in fase di carica dell'accumulatore, una considerevole potenza, è cioè 1,8 W. Il circuito di *figura 4* indica come, sostituendo questo diodo con un secondo transistore SIPMOS, sia possibile ridurre considerevolmente il suddetto valore di dissipazione, e di conseguenza ottenere un migliore rendimento dall'impianto a pannelli solari.

1) *Descrizione del circuito*

In questo circuito (*figura 4*), i gate e le source dei due transistori rispettivamente T3 e T4 sono collegati tra loro. I due transistori sono quindi entrambi pilotati alla stessa maniera.

Il "diodo" drain-source del transistore T4 risulterà polarizzato in senso inverso fino a quando la tensione del pannello rimarrà inferiore alla tensione dell'accumulatore. Pertanto, mancando il pilotaggio dei transistori SIPMOS non potrà neppure avere luogo alcuna corrente inversa (diretta cioè

Tabella 1 - Dati tecnici del regolatore da 12 V con diodo di blocco (fig. 2) e senza diodo di blocco (figg. 4 e 5)

Dissipazione tipica del transistore SIPMOS in serie in piena conduzione (I_P = 2 A; $V_{batt} \leqq$ 13,38 V)	$P_{V\,tip}$	2,16 W (fig. 2) 320 mW (fig. 4 e 5)
Massima dissipazione in fase di regolazione (T_{amb} = 0 °C	$P_{V\,max}$	11,24 W
Tensione massima del pannello (I_P = 0 A)	$V_{P\,max}$	23 V
Tensione di fine carica della batteria	$V_{Batt.\,max}$	13,38 V
Minima tensione ammessa per la batteria	$V_{Batt\,min}$	4 V
Variazione di tensione (campo di regolazione per una regolazione di corrente da 2 A a 0 A)	ΔV_{Batt}	10 mV
Stabilità della temperatura della soglia di commutazione (13.38 V) nel campo da — 25 a + 85 °C	ΔV	$\leqq$ 70 mV
Assorbimento corrente		
V_{Batt} = 13, 38	I_s	3 mA
V_{Batt} = 13,38 V; con un LED	I_{s1}	6,7 mA
V_{Batt} = 13,38 V; con due LED	I_{s2}	10 mA
Campo delle temperature di lavoro	T_{amb}	da — 25 a + 85 °C
Dissipatore per TR: $R_{thk} \leqslant$ 8 K/W		

dalla batteria al pannello). Il contrario succede in fase di carica, dato che il gate risulta pilotato, e di conseguenza, i transistori T3 e T4 entrando in conduzione, presenteranno una bassa resistenza interna. In particolare, la resistenza di canale dei due transistori SIPMOS ammonterà a 2 x 0,04 Ω, e di conseguenza, con una corrente di pannello di 2 A, la potenza dissipata dai transistori ammonterà a soli 0,32 W. Anche in questo caso, l'operazionale OP1 funziona da comparatore. Esso provvede infatti a "misurare" la ten-

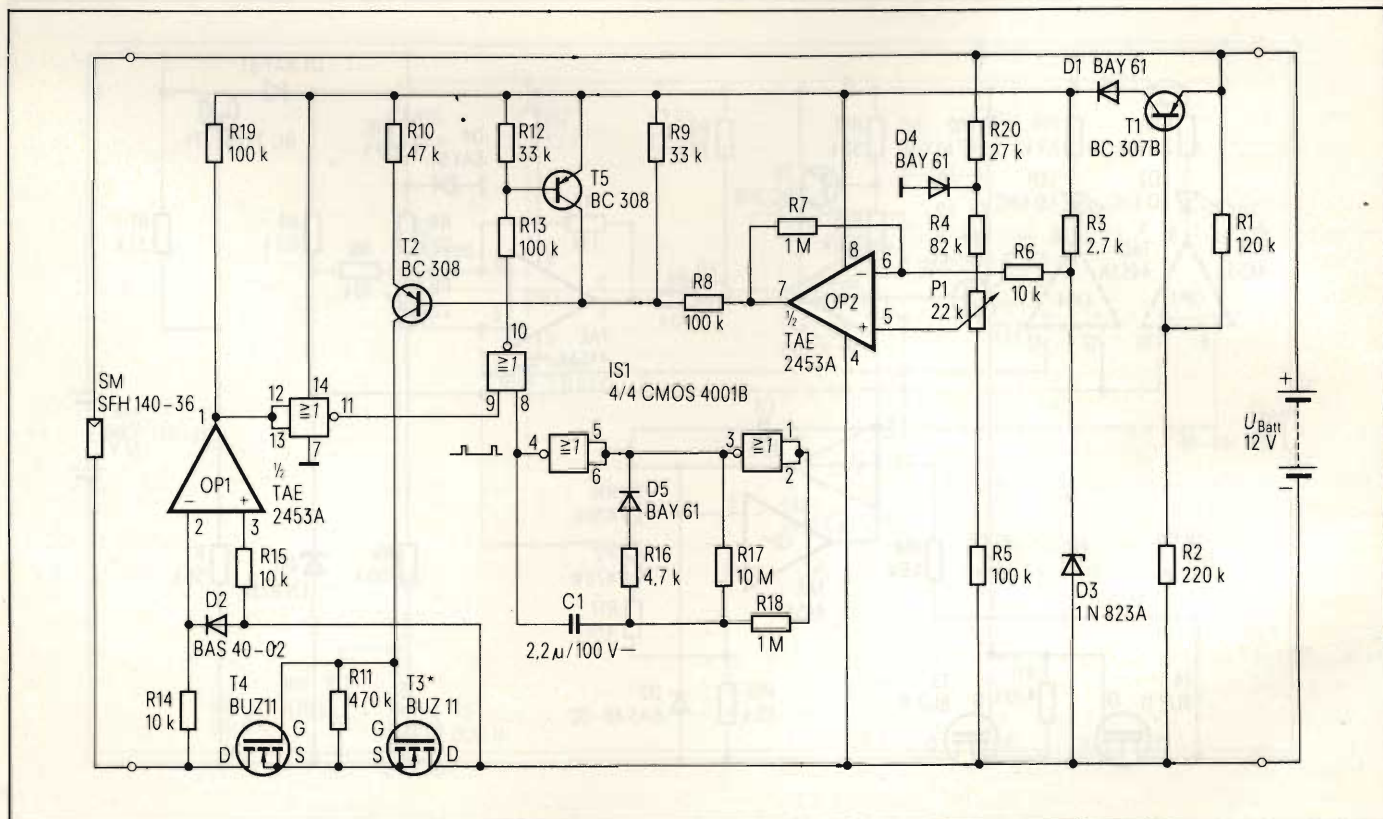



Fig. 5 - Schema di regolatore che al posto del diodo di blocco impiega un transistore SIPMOS. In questo regolatore l'interruzione della corrente inversa avviene periodicamente previo un confronto di tensione.

Componenti per realizzare il circuito di fig. 5

		Codice Siemens
C1	Condensatore a strato MKT 2,2 μF $\pm$ 5%, 100 V	B32562 - D1225 - J
D1	Diodo di commutazione al silicio BAY 61	062702 - A389
D2	Diodo Schottky BAS 40-02	062702 - A629
D3	Diodo di riferimento al silicio 1 N823A; da 5,9 fino a 6,5 V	062702 - Z769 - F82
D4	Diodo di commutazione al silicio BAY 61	062702 - A389
IS1	Quattro porte NOR-CMOS, ciascuna a due ingressi, HEF 4001B	
OP1	Doppio amplificatore operazionale PNP TAE 2543A	067000 - A2107
P1	Trimmer da 22 kΩ, 0,1 W	
R1 ÷ R20	Resistenze a strato di metallo KARBOWID 0,5 W	B51370 - A2 *** - + (Completare il numero d'ordine a seconda del valore)
SM	Pannello solare a grande superficie SFH 140-36 (33 W; adatto per accumulatore da 12 V)	Q62702 - P842 - F1
T1	Transistore al silicio BF BC307B	Q62702 - C324
T2	Transistore BF al silicio BC 308	Q62702 - C704
T3, T4	Transistore SIPMOS BUZ 11	Q67078 - A1301 - A2
T5	Transistore BF al silicio BC 308	Q62702 - C704

Fig. 6 - Andamento degli impulsi impiegati nel sistema di interruzione periodica della corrente (figura 5); durante l'interruzione viene valutata la polarità ai transistori SIPMOS.

sione presente sui terminali di drain dei transistori SIPMOS e, nel caso in cui la tensione del pannello risultasse più piccola di quella dell'accumulatore, bloccherebbe mediante T5 e T2, i transistori SIPMOS stessi. L'operazionale OP1 deve poter ancora funzionare anche con una tensione d'ingresso negativa rispetto al substrato. Allo scopo servono il doppio operazionale TAE2453A e il quadruplo operazionale TAE4453A.

2) *Taratura dell'offset*

Il canale SIPMOS, caratterizzato da un valore molto basso di resistenza, rende necessaria una taratura della tensione offset. Così, con una tensione offset di — 5 mV, se non si intervenisse con una operazione di taratura, avremmo una corrente inversa di 62,5 mA (5 mV/0,08 Ω = 62,5 mA). La taratura della tensione offset viene effettuata mediante P2. Allo scopo occorre prima cortocircuitare i due transistori SIPMOS e portare l'uscita dell'operazionale OP1 nella condizione logica BASSO.

3) *Indicazione della fase di carica*

Volendo conoscere le condizioni di carica della batteria, occorrerà impiegare i due altri operazionali contenuti nel TAB 4453.

Il LED LD1 viene acceso, dopo che è stata raggiunta la tensione di fine carica della batteria (V_{max} in figura 1). Il LED LD 2 si accende quando scorre la corrente di carica.

Versione migliorata

Nel regolatore di carica di figura 4, munito di indicatore di direzione della corrente, l'interruzione della corrente inversa attuata mediante la ridotta caduta di tensione che si forma ai capi del canale SIPMOS a basso valore ohmico, è possibile soltanto mediante taratura della tensione offset. Nel regolatore riportato in *figura 5*, si può fare a meno di questa taratura. Durante la fase di carica, T3/T4 vengono bloccati periodicamente ogni 14 s, per breve tempo (15 ms), ad opera del generatore di clock CMOS (IS1). Durante questa fase di bloccaggio, il comparatore OP1 individua la polarità della tensione ai capi dei transistori SIPMOS T3 e T4. A questo punto, se la tensione a vuoto del pannello risultasse più bassa di quella dell'accumulatore, il comparatore si porterebbe nella condizione logica BASSO e i transistori SIPMOS verrebbero bloccati ad opera della successiva porta NOR.

Questa condizione di bloccaggo verrebbe mantenuta fino a quando la tensione a vuoto del modulo non ridiventasse superiore a quella dell'accumulatore. Quando però venisse raggiunta questa condizione, e cioè quando la tensione dell'accumulatore risultasse inferiore alla tensione a vuoto del modulo, l'uscita del modulo del comparatore OP1 passerebbe nella condizione logica ALTO, e in questo caso verrebbero di nuovo inizializzati la carica e il processo di temporizzazione. Gli impulsi riportati in *figura 6* indicano l'andamento di questo processo.

Dato che in questo caso, il ciclo di utilizzazione (duty cycle) è estremamente piccolo (e cioè circa 1 : 1000), in fase di carica non si ha praticamente alcuna perdita di energia; e ciò a causa del bloccaggio estremamente breve.

Il circuito può essere completato, come quello di figura 4, con indicatori delle fasi di funzionamento. I dati tecnici del circuito di figura 5 sono identici a quelli del circuito di figura 4 e sono riportati nella *tabella 1*.

Per aumentare la velocità di carica della batteria è possibile collegare più moduli ad una stessa batteria, ovviamente, ciascuno tramite un suo proprio regolatore. Come pure è possibile potenziare la sezione di potenza (e cioè i transistori SIPMOS e il diodo di blocco) del regolatore in maniera da poter collegare ad esso più di un pannello; e questo vale per tutti e tre i regolatori descritti. ■

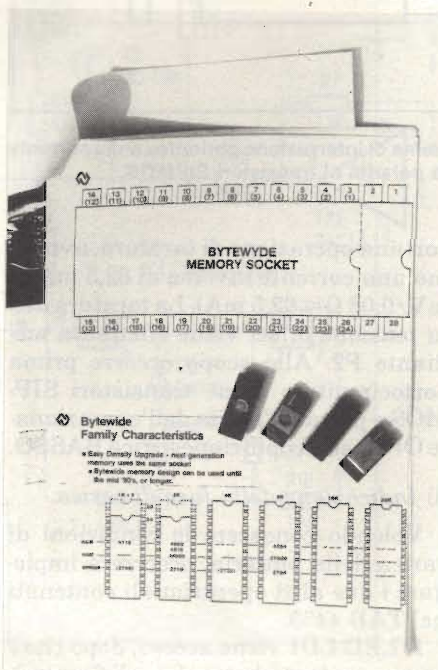
"BYTEWIDE" UN FACILE SCAMBIO FRA CHIP RAM, ROM O EPROM

dell'ing. Paolo Bozzola

Oggi come oggi è diventato universale l'uso di integrati, con la funzione di memoria (ROM, RAM, EPROM, EEPROM, ETC), in contenitori con piedinatura standard. "Bytewide" è il termine, introdotto da Mostek, per definire lo standard. Esso prevede una zoccolatura di 24/28 piedini dual-in-line, ove i pin delle alimentazioni e dei vari segnali sono rigorosamente rispettati come disposizione. È così possibile progettare una espansione generica di memoria, per usi industriali, semplicemente avendo l'accortezza di rispettare tale zoccolatura standard, di modo che i vari chip disponibili sul mercato possano essere tutti ospitati sul medesimo zoccolo. In questo articolo vedremo alcuni dati sui componenti della famiglia ed esamineremo alcuni semplici progetti con questi chip.

I progettisti di sistemi a microcomputer possono ricavare un enorme beneficio se le loro macchine possono ospitare il massimo numero fra i vari esemplari di memorie esistenti sul mercato.

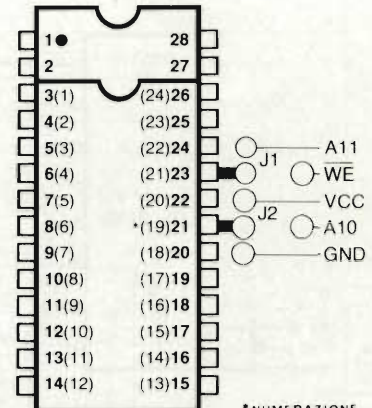
Queste, come sappiamo da scorsi articoli da noi curati, possono essere dei tipi "RAM" o "EPROM", ed ora anche dei tipi "EEPROM" (cioè PROM che si programmano on-board, elettricamente e pure elettricamente si cancellano senza bisogno di essere esposte ai raggi ultravioletti). Chiaramente il vantaggio sta nel fatto di non essere più legati ad un solo tipo e/o fornitore: se la scheda può ospitare diversi tipi di chip, ogni volta il costruttore può montare i chip che hanno il prezzo più vantaggioso.

Inoltre, vi è la possibilità di montare su una scheda siffatta solo quelle memorie che sono adatte alla fase di sviluppo particolare: durante il set-up del software, saranno montate delle RAM in quanto ci saranno sicuramente molte e continue modifiche al programma; durante la fase di prova si monteranno delle EPROM, che infine saranno sostituite da ROM per la produzione di massa.

Una panoramica di alcuni chip Bytewide, confrontati con la disposizione dei piedini nella zoccolatura standard.

In questo articolo cercheremo di darvi una panoramica dei più comuni chip esistenti e soprattutto largamente disponibili sul mercato; cercheremo di confrontare fra di loro le piedinature e vedremo di mettere assieme un progetto di massima per una semplice ma efficace espansione di memoria per il vostro sistema.

La compatibilità della zoccolatura

La *figura 1* mostra un chiaro disegno che confronta le piedinature dei vari tipi di ROM/RAM/EPROM prodotti dalla Mostek. Chiaramente altre Case producono memorie che rispettano tale standard: e va detto, per onor di cronaca, che l'INTEL ha sempre rispettato l'idea originale della zoccolatura a 24 piedini, iniziata a diffondersi con le sue prime EPROM. Queste avevano ben tre alimentazioni (—5, + 12 e +5 V) e, per potere fornire 256 byte su una sola

Memory Type	Part Number	Capacity	Package	Jumper J1	Jumper J2
ROM	MK34000	2K x 8	24 Pin	NC	A10
ROM	MK37000	8K x 8	28 Pin	A11	A10
RAM	MK4118/4801	1K x 8	24 Pin	WE	VCC
RAM	MK4802	2K x 8	24 Pin	WE	A10
Psuedostatic RAM	MK4816	2K x 8	28 Pin	NC	A10
EPROM	MK2758	1K x 8	24 Pin	VCC	GND
EPROM	MK2759	1K x 8	24 Pin	VCC	VCC
EPROM	MK2716	2K x 8	24 Pin	VCC	A10
EPROM	MK2764	8K x 8	28 Pin	A11	A10

BYTE-WYDE™ FAMILY PINOUTS

4118/4801 1K x 8 STATIC RAM	4802 2K x 8 STATIC RAM	34000 2K x 8 ROM	2716 2K x 8 EPROM	4816 2K x 8 PSEUDO-STATIC RAM	37000 8K x 8 ROM	2764 8K x 8 EPROM	Pin	Pin	2764 8K x 8 EPROM	37000 8K x 8 ROM	4816 2K x 8 PSEUDO-STATIC RAM	2716 2K x 8 EPROM	34000 2K x 8 ROM	4802 2K x 8 STATIC RAM	4118/4801 1K x 8 STATIC RAM
				RFSH	NC	NC	1	28	VCC	VCC	VCC				
				NC	A12	A12	2	27	NC	NC	WE				
A7	A7	A7	A7	A7	A7	A7	3(1)	(24)26	NC	NC	CS	VCC	VCC	VCC	VCC
A6	A6	A6	A6	A6	A6	A6	4(2)	(23)25	A8	A8	A8	A8	A8	A8	A8
A5	A5	A5	A5	A5	A5	A5	5(3)	(22)24	A9	A9	A9	A9	A9	A9	A9
A4	A4	A4	A4	A4	A4	A4	6(4)	(21)23	A11	A11	NC	VPP	NC	WE	WE
A3	A3	A3	A3	A3	A3	A3	7(5)	(20)22	OE/VPP	OE	OE	OE	OE	OE	OE
A2	A2	A2	A2	A2	A2	A2	8(6)	(19)21	A10	A10	A10	A10	A10	A10	L
A1	A1	A1	A1	A1	A1	A1	9(7)	(18)20	CE	CE	CE	CE	CE	CE	CE
A0	A0	A0	A0	A0	A0	A0	10(8)	(17)19	D7	D7	D7	D7	D7	D7	D7
D0	D0	D0	D0	D0	D0	D0	11(9)	(16)18	D6	D6	D6	D6	D6	D6	D6
D1	D1	D1	D1	D1	D1	D1	12(10)	(15)17	D5	D5	D5	D5	D5	D5	D5
D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	13(11)	(14)16	D4	D4	D4	D4	D4	D4	D4
VSS	VSS	VSS	VSS	VSS	VSS	VSS	14(12)	(13)15	D3	D3	D3	D3	D3	D3	D3

Fig. 1 - Famiglia di memorie statiche "Bytewide" della Mostek.

memoria, con bus di 8 bit, ci volevano 8 piedini per i dati, e 8 per l'indirizzo (256 combinazioni); poi altri 4 pin per le alimentazioni (compresa la massa) ed infine un piedino per l'impulso di programmazione ed uno per la selezione del chip (CS).

Il che porta a 22 piedini, ed allora si ricorse alla zoccolatura da 12 + 12 piedini dual-in-line, con larghezza doppia della tipica d.i.l. da 14 o 16 piedini. Due piedini risultavano liberi, ma furono ben presto occupati da due linee di indirizzo in più, non appena la tecnologia permise di mettere 1 k di EPROM su un singolo chip. E così fu messa sul mercato la famosa 2708, oramai pezzo da museo, anche perchè ora come ora tre alimentazioni sono un handicap notevole quando si vuole semplificare lo sviluppo di una scheda. Attorno alla 2708 le varie Case studiarono le loro modifiche e cercarono anche di accordarsi su un piano di sviluppo coerente. Ma, fra tanti, purtroppo (per noi progettisti) si crearono varie correnti, la più anomala delle quali (anche se assai diffusa) fa capo alla Texas, che dai chip da 4 k in su non ha assolutamente rispettato le normative.

Tutto questo, per la fetta fino all'anno scorso più grossa del mercato dei chip da 24 pin: le EPROM (e relativa famiglia di ROM).

Ma da un anno a questa parte, il mercato è stato decisamente riempito dai nuovi chip di RAM, fino a quel momento dominio incontrastato della 2114 (chip da 9 + 9 pin dil). Con l'avvento delle prime RAM da 24 k x 8, è diventato vantagioso sostituire 4 chip di 2114 con un solo chip di 2 k x 8 (es.: 4802, 5116, 2128, etc.).

Il costo dei chip è identico (fra poco decisamente sarà favorevole al singolo chip da 2 k), ma si risparmia sul montaggio e sul costo degli zoccoli. E lo spazio occupato è senz'altro inferiore. Morale della favola: in questi ultimi 12 mesi la zoccolatura "standard" ha subito un vero e proprio assalto da parte delle varie case produttrici, tanto che ora non è più usata solo per le EPROM, ma anche per RAM e ROM e, ultime, le EEPROM.

In questo assalto, chi ha vinto è proprio la zoccolatura Bytewide, da tutti uniformemente adottata, con le attuali eccezioni delle EPROM da 4 ed 8 k della Texas e della Motorola. Va detto infatti che lo "zoccolo 2708" è subito evoluto nello zoccolo "2716" non appena la tecnologia ha potuto eliminare le due alimentazioni "strane" (—5 e +12), ed inoltre il chip è diventato più grande, raggiungendo i due kbyte. Con l'accomu-

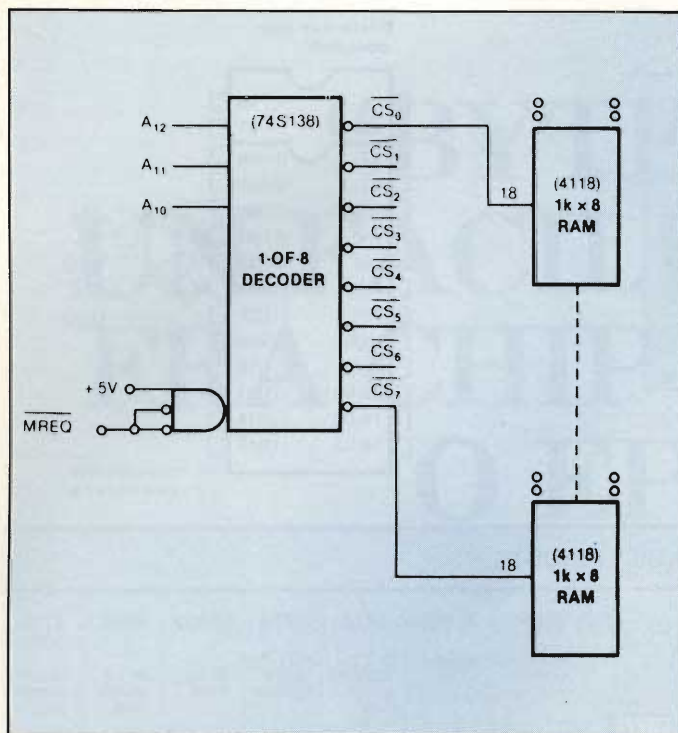



Fig. 2 - Una semplice decodifica quando tutti i chip di memoria hanno la medesima capacità. Il decoder usato è un comune TTL 1-8.

ADDRESS SPACE	TERMINAL	SOCKET
0 - 1k	1	
1 - 2k	3	
2 - 3k	4	
3 - 4k	6	
4 - 5k	7	C
6 - 7k	9	D
7 - 8k	10	E
8 - 9k	12	F
0 - 2k	2	A
2k - 4k	5	B
4k - 6k	8	
6k - 8k	11	

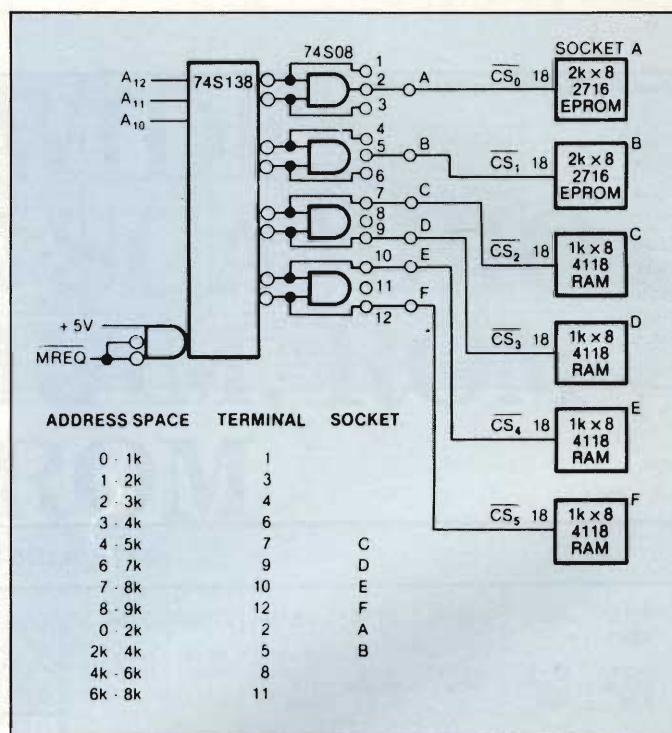



Fig. 3 - Una decodifica già più versatile, che permette di disporre di memorie di due tipi diversi, da 1 o 2 k. È però pur sempre necessario l'uso di porte esterne e di ponticelli di preselezione dell'"ampiezza" del Chip Select.

namento delle funzioni del Chip Select e del Program (pin 18 e 20 nel solo 20), lasciando il 21 alla tensione di programmazione (25 o 21 V) Texas e Motorola hanno liberato il pin 18 per una linea di indirizzo in più, ed è così nata la EPROM da 4 k. Invece, Intel e Mostek hanno perseverato nella filosofia di usare sempre due linee di selezione (vedremo dopo il loro significato), accomunando una di esse al piedino dei +25 V. È nata così la EPROM da 4 k della famiglia "27", che ora è da un anno circa "cresciuta" in 8 k e che fra poco potrà contare sulla nipote da 16 k per 8 bit! Insomma, la famiglia cresce, ed anche la zoccolatura poichè oltre i 4 k si è dovuti passare ai 28 piedini, pur mantenendo una compatibilità assoluta con le piedinature da 24, come la stessa *figura 1* illustra chiaramente.

Ricapitolando: ora come ora, un solo zoccolo da 28 piedini può ospitare un gran numero di chip diversi in "grandezza", ma pur sempre discendenti dalla loro bisnonna 2708. RAM statiche e dinamiche, ROM, EPROM ed E-EPROM sono attualmente disponibili con la zoccolatura da 24 o 28 piedini compatibile con lo standard Bytewide.

I ponticelli di pre-set

Chiaramente, per come sono costituite "dentro" le memorie non possono essere tutte perfettamente identiche nella zoccolatura.

Un esempio, con chip della stessa grandezza (2 k): una EPROM ha bisogno di un piedino ove potere - a tempo debito - applicare la tensione di Programmazione (di solito +25/+21 V): una RAM non ne ha ovviamente bisogno. Questa ha invece bisogno di un piedino a cui collegare il segnale (proveniente dalla CPU) di lettura o scrittura, mentre una EPROM no. Una ROM non ha bisogno né dell'uno né dell'altro. Sempre la *figura 1*, illustra allora un esempio di "Jumper" (Ponticello), valido per la famiglia di Chip Bytewide. La tabella a fianco del disegno della memoria con i ponticelli, illustra quali linee collegare a seconda del tipo impiegato. La *tabella 1* mostra un elenco di chip attualmente disponibili, suddivisi in sigla, tipo e piedinatura. Cito solo la Casa produttrice il cui nome è maggiormente legato al chip in questione.

Progetto di una decodifica flessibile

Vediamo ora di entrare nel vivo di un progetto con i chip della famiglia, avendo lo scopo di creare un'espansione di memoria "universale", tanto versatile da accettare chip da 1, 2, 4 o 8 k, senza che l'utente sia costretto a rimuovere integrati o a sprecare spazio in memoria.

La prima considerazione è che - ora come ora - se si adoperano EPROM e ROM i chip più comuni sono quelli da 4/8 k per le ROM e da 2/4 k per le EPROM. Poi, le RAM disponibili oggi sono più che altro chip da 2 k, essendo attesi gli 8 k per la metà del 1983.

Chip da 1 k sono usati pochissimo, per cui la nostra decodifica dovrà fornire impulsi di selezione (Chip Select) la cui "ampiezza" sarà di almeno 2 k. La *figura 2* mostra una prima idea con un decoder basato su un normale TTL in commercio: un T4LS138.

Le uscite (8) sono attive in campi da 1 k, e questo può andare bene se sulla nostra espansione prevediamo l'uso anche di chip da 1 k.

Usando l'accorgimento della *figura 3*, si può avere una serie di segnali di selezione attivi per una zona doppia della memoria indirizzabile. Ovviamente, usando altre porte potremo accomunare fra loro segnali da due kbyte ed avere Chip Select da 4 k, e così via. L'idea migliore, però, soprattutto in prospettiva di un uso flessibile aperto all'arrivo di nuovi chip più capaci, è quella della *figura 3*, che sostituisce un altrimenti complessa decodifica con due PROM TTL, la cui mappa di programmazione è pure visibile nella tabellina della stessa figura.

Chiaramente altri e diversissimi schemi di decodifica possono essere ottenuti semplicemente programmando le PROM in altro modo, anche se mi permetto di fare notare che, usando del-

le classiche PROM da 256 semi byte di 4 bit (come quelle della figura) è possibile memorizzare internamente ad esse una lista di ben 16 mappe di decodifica differenti, ciascuna selezionabile semplicemente predisponendo in modo opportuno il "Selettore di Matrice".

Nella *figura 4* vedete che - degli 8 zoccoli Bytewide previsti sulla scheda - due sono dedicati a chip da 8 k, uno ad un chip da 2 k e cinque a chip da 1 k. Ma, programmando diversamente le PROM o selezionando una seconda mappa, sarebbe stato possibile ad esempio indirizzare 2 zoccoli per chip da 8 k, e 6 zoccoli per chip da 2 k, in modo d'avere fino a 12 k di RAM con le 4802. È chiaro che ogni zoccolo, ricevuto il suo Chip Select, deve essere "preselezionato" grazie ai ponticelli che sono descritti nella *figura 1*: dopodichè il chip scelto potrà esservi inserito senza altri problemi.

Vorrei fare notare un punto importante, accennato in precedenza: l'esistenza, in questo standard, di due ingressi di controllo.

A questi, ne va aggiunto un altro nel caso il chip sia una RAM.

Vediamo qual'è il loro significato. Il Chip Select oramai sappiamo bene che è un ingresso per un segnale (che giunge dalla decodifica) il quale indica alla memoria "che deve essere impegnata per dialogare con la CPU". Se la transazione è una LETTURA, allora subito dopo la CPU si preoccuperà di fornire alla memoria il segnale di "OE-negato", cioè "Output Enable", ovvero "READ Enable".

Ecco allora che, passato il famoso "tempo di accesso", la Memoria butterà sul bus dei dati il contenuto della cella selezionata.

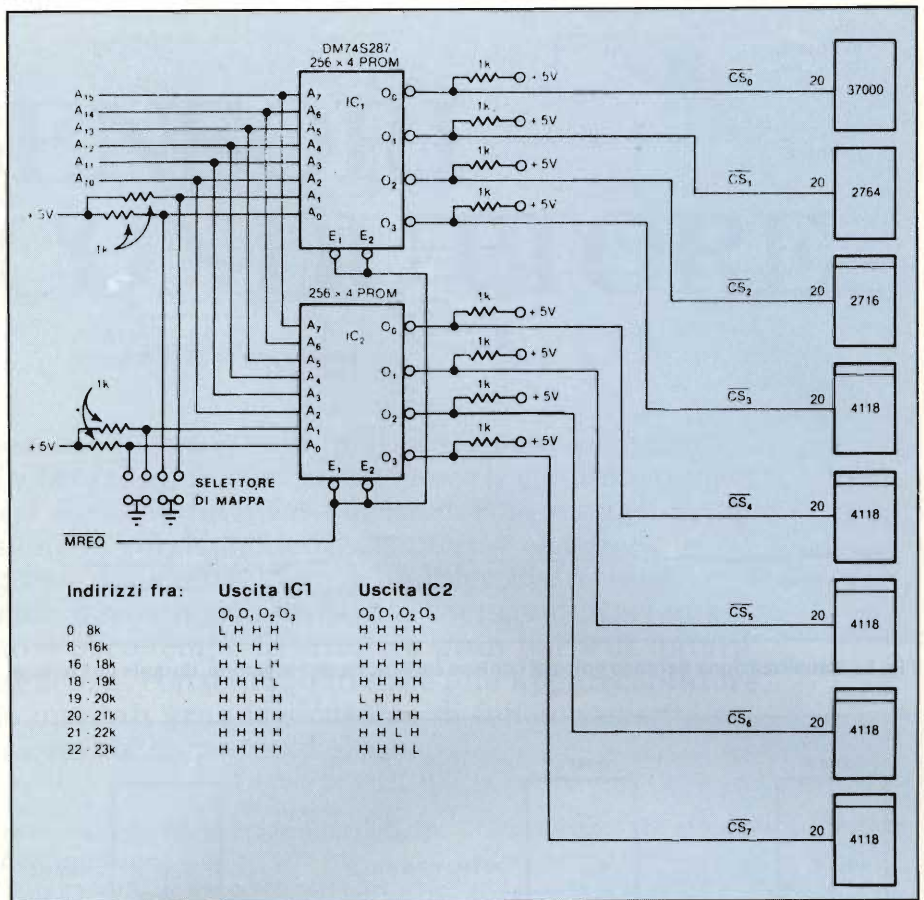



Fig. 4 - Usando due PROM come decodifica, si ha uno spazio di selezione, per ogni zoccolo, programmabile a piacere.

Il chip viene disattivato prima togliendo l'OE-negato, e poi rimuovendo il Chip Select.

Nel caso di una scrittura, il procedimento è identico, solo che, dopo il Chip Select, deve giungere alla memoria il segnale di "WE-negato", ovvero "Write Enable", di abilitazione alla scrittura. Se in lettura, con OE attivo il WE restava inattivo (a 1 logico), ora è l'OE a restare ad 1 logico mentre il WE impone la scrittura. Nel caso di ROM/EPROM/EEPROM, l'uso del segnale OE oltre al normale Chip Select porta all'ottimo risultato di fare iniziare la lettura solo quando tutti gli altri chip dello stesso Bus hanno avuto il tempo di disattivarsi, il che evita in maniera certa qualsiasi "contesa" sul bus.

La *figura 5* mostra che cosa accade usando solo il CS rispetto alla situazione in cui si usino i due segnali CS e OE (l'esempio è una lettura, il caso più comune che genera contese sul Bus). Ricordo che "contesa" è il termine che indica quella particolare situazione in cui, anche se per poco, due (o più) chip si trovano attivi sullo stesso bus.

I chip sono tutti in parallelo sul bus, e se accade che, su un bit, la lettura di un chip aveva dato uno 0 mentre sull'altro chip aveva dato un 1, dalla *figura 6* si noterà immediatamente che si stabilisce un cortocircuito fra l'alimentazione positiva e la massa. Ciò non danneggia le memorie, ma, in circuiti densi e assai

Casa produttrice	Sigla	Tipo	Zoccolo
Intel, Texas	2716	EPROM 2 k x 8	24
Intel	2732	EPROM 4 k x 8	24
Intel	2764	EPROM 8 k x 8	28
Intel	27128	EPROM 16 k x 8	28
Mostek	4802	RAM 2 k x 8	24
Mostek	4816	RAM dyn. 2 k x 8	28
Oki	2128	RAM 2 k x 8	24
Hitachi	6116	RAM 2 k x 8	24
Texas	4016	RAM 2 k x 8	24
Harris	5128	RAM 2 k x 8	24
Hitachi		RAM 8 k x 8	28 (+)
Intel	2817	EEPROM 2 k x 8	28
Texas	2532	EPROM 4 k x 8	24 (*)
Texas	2564	EPROM 8 k x 8	28 (*)
Mostek	34000	ROM 2 k x 8	24
Mostek	37000	ROM 8 k x 8	28
Synertek	2332	ROM 4 k x 8	24
Synertek	2364	ROM 8 k x 8	24 (*)

Note: (+ = annunciata 1983; (*) = zoccolatura non standard

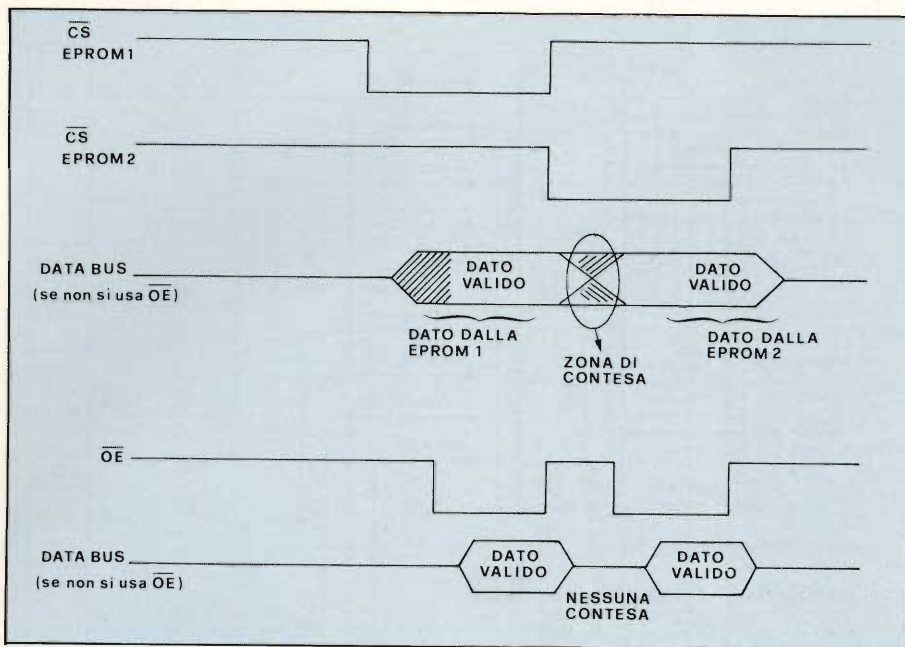



Fig. 5 - Visualizzazione del caso tipico di contesa sul Bus, fra due memorie, durante una lettura.

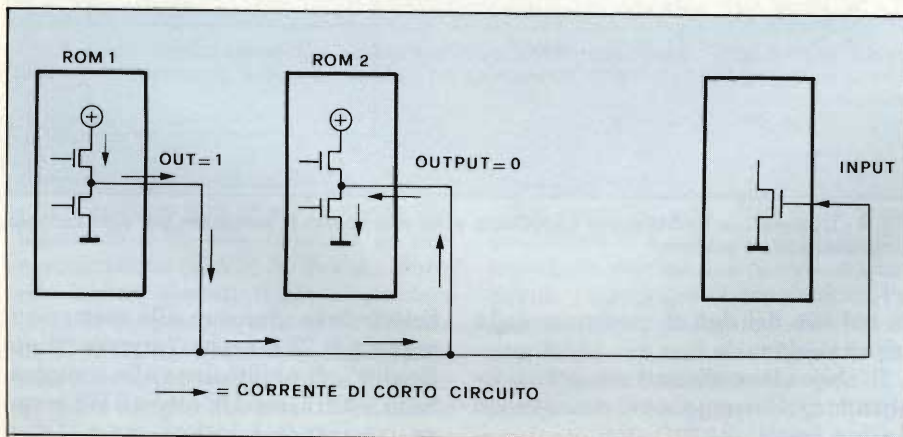



Fig. 6 - Descrizione fisica di un cortocircuito che crea la contesa sul bus dei dati.

complessi, tali corti, intensi anche se di breve durata, itroducono delle componenti di disturbo ad alta frequenza che a loro volta introducono errori sul bus. Per cui i programmi non possono "girare" correttamente.

Tempi di accesso

Chiaramente lo spazio qui è tiranno e non ci è possibile riportare, per ogni chip più diffuso, i dati tecnici al completo.

Per questo, vi rimandiamo alle pubblicazioni specializzate pubblicate dalle varie case costruttrici. Voglio però egualmente darvi un'idea della "velocità" dei chip attuali.

Si è rimasti per parecchio tempo sull'ordine dei 450 ns di tempo di accesso, per EPROM da 1 e 2 k e per le RAM (es.: le prime 2102 da 1 k x 1 e le successive 2114 da 1 k x 4). Ora vi sono i nuovi chip di EPROM (INTEL 2732A-2) da 150-200 ns; le RAM Bytewide Mostek MK4802 da 80 ns, ed anche per le nuove RAM sia in NMOS che in CMOS da 2 k per 8 bit siamo oramai sui 200 ns per i tipi più diffusi. Le nuove EPROM (INTEL) sono in tecnologia HMOS e l'incredibile 27128 è fornita con un tempo di accesso di 250 ns massimo.

Anche le EEPROM hanno un tempo di accesso in lettura che arriva fino ad un minimo di 250 ns. In questo ordine di idee si può dire dunque che la progettazione dei microsistemi può già fare conto su una velocità di insieme doppia rispetto a quella del 1979/80: da 1 MHz a 2 MHz per le famiglie 65XX e 68XX, a 4 MHz senza cicli di attesa per lo Z80A, a così via. E i costi? Sono indubbiamente legati alla quantità di acquisto ed, ahimè, al cambio del dollaro.

Da un punto di vista orientativo, i prezzi all'industria che vanno per la maggiore in questo periodo sono: circa 10-12.000 lire per le RAM da 2 k x 8 (4802 etc.); circa 10.000 per EPROM da 4 k e circa 5-6 mila lire per quelle da 2 k; i chip da 8 k sono intorno alle 20.000 mentre le 27128 sono già offerte a circa 27-28.000.

Dollaro USA in crescendo a parte, ricordo comunque che i prezzi tendono ad un abbassamento costante, come dimostra la oramai comune 4802: alla metà del 1981 ne acquistai alcuni campioni per degli esperimenti, ed il costo fu di L. 90.000 (si, proprio 90.000) cadauna (per la 75 ns), mentre oggi siamo attorno alle 20.000 e sulle 10.000 per quelle con tempo di accesso più alto.

Adesso si tratta solo di aspettare le RAM statiche da 8 k x 8, ed io mi azzardo a prevedere, per queste, un costo non superiore a L. 25.000 alla fine del 1983.

In tale caso, i sistemi che fanno uso di RAM dinamiche (coi noti problemi di refresh etc.) saranno sicuramente abbandonati per le applicazioni su piccoli sistemi (fino a 64 k di memoria indirizzabile); per grossi sistemi e relativi memory banks, invece, va considerata la graduale introduzione dei chip dinamici da 256 k bit, per cui resta ancora la convenienza rispetto a banchi di RAM statica. A parte il fatto comunque, che le RAM dinamiche sono su contenitori DIL da 16 pin e non vi è compatibilità alcuna con lo standard da 24 o 28 piedini.

Conclusione

Lo standard Bytewide, introdotto alla fine del 1979, ora può essere considerato un fatto acquisito e universalmente riconosciuto. Approcci alternativi oramai avranno breve vita commerciale ed applicativa (e costi via via superiori). RAM dinamiche organizzate in N x 1 bit hanno oramai senso in applicazioni da mainframe (» 64 k); RAM statiche come le classiche 2114 oramai trovano applicazioni solo la ove si richieda al massimo 1 k, dopodichè diventa più conveniente usare un chip Bytewide da 24 pin (e da 2 k) anzichè 4 chip da 18 piedini DIL. Infine, se si adotta la zoccolatura standard 24/28 pin, si ha una compatibilità immediata con RAM, EPROM, ROM, EEPROM, etc., semplicemente impostando, per ogni zoccolo, il corretto ponticello che porti gli esatti segnali al chip. Più avanti, e già con la fine del 1983, espansioni pensate nel concetto Bytewide permetteranno di raggiungere densità di memoria assai più elevata di ogni altra impostazione alternativa. Industrialmente, dunque i vantaggi sono sensibili, nei costi e nella semplicità di esercizio. ■

SENSORI A SEMICONDUTTORE

a cura della Redazione

I sensori sono i mezzi mediante i quali qualsiasi apparecchiatura elettronica, e in particolare il microcomputer, riesce a comunicare con il mondo esterno. Essi consentono infatti di trasformare quasi tutte le grandezze fisiche in corrispondenti grandezze elettriche. Gli enormi progressi delle tecnologie della microelettronica consentono attualmente di realizzare mediante semiconduttori quasi tutti i sensori che fino a poco tempo fa erano in gran parte di natura meccanica, e di conseguenza, consentono di dare alle apparecchiature in cui i sensori sono montati grande sicurezza di funzionamento e notevole miniaturizzazione.

Ogni giorno che passa ci rendiamo conto che la microelettronica stà penetrando sempre di più in settori, specie in campo industriale, nei quali nessuno avrebbe mai immaginato che sarebbe stata impiegata. Ciò è principalmente dovuto agli enormi progressi delle tecnologie LSI che hanno consentito di realizzare sistemi di elaborazione sempre più potenti e veloci, basati sui microcomputer single-chip, su memorie di grande capacità e su dispositivi ingresso/uscita (I/O) sempre più raffinati e sensibili. Tra i dispositivi d'ingresso vanno assumendo importanza crescente i *sensori*, quei dispositivi cioè capaci di trasformare in segnali elettrici la maggior parte dei fenomeni fisici dell'ambiente.

In passato, la maggior parte dei sensori era di natura prevalentemente elettromeccanica. Da molti anni vanno però affermandosi, in numero sempre maggiore, i cosiddetti *sensori a semiconduttore*. I grandi progressi tecnologici avvenuti in questi ultimi tempi nella fabbricazione dei dispositivi a semiconduttore hanno consentito di incorporare e integrare nello stesso chip, che in passato ospitava esclusivamente l'elemento attivo del sensore, anche altri circuiti realizzati in passato con componenti discreti, e che costituiscono i circuiti periferici essenziali per il funzionamento del sensore stesso.

Fig. 1 - Struttura di un sensore di pressione al silicio munito di diaframma. Il diaframma ha uno spessore compreso tra 15 e 100 μm e può misurare valori di pressione compresi tra 0,5 e 20 bar. La microfotografia a destra mostra la parte superiore di un diaframma piezoresistivo di circa 2 mm di diametro.

Ricordiamo che attualmente esistono:
— *sensori di pressione*
sensori di posizione
— *sensori di temperatura*
— *sensori ottici.*

Nei laboratori di sviluppo di molte industrie del settore sono in avanzata fase di studio e sperimentazione i cosiddetti sensori "intelligenti", e più in generale, "sistemi di sensori".

Sensori di pressione

Per la misura di questa grandezza fisica, attualmente viene per lo più impiegato il sensore di pressione *piezoresistivo*, fatto di silicio. Si prevede che questo tipo di sensore occuperà nel 1985 il 35% del mercato di questo tipo di sensore.

Rispetto ai convenzionali sensori di natura meccanica, questo sensore a semiconduttore presenta i seguenti vantaggi:
— sensibilità molto elevata (fattore k)
— bassa corrente di dispersione e fenomeni di isteresi irrilevanti (stabilità elevata)
— lunga durata di vita
— realizzazione in forma integrata monolitica.

Esistono attualmente sul mercato sensori di pressione a semiconduttore, muniti di diaframma al silicio, conosciuti con la sigla *KPY10* ..... *KPY21* (Siemens). Possono essere forniti provvisti o meno della relativa elettronica, e sono particolarmente adatti per misure

di elevata precisione nel campo delle pressioni basse, medie ed elevate.

La sensibilità del chip del sensore è elevata (⩾ 15 mV/V bar) per cui il segnale di uscita potrà essere amplificato in maniera molto semplice, per esempio mediante un amplificatore operazionale.

La deviazione di linearità nel processo di trasduzione pressione/tensione, è inferiore allo 0,5%, e il "drift" della tensione offset del ponte nel quale il sensore viene inserito, è inferiore allo 0,05%.

I sensori nei cui chip è incorporata anche una parte dei circuiti elettronici richiesti per l'amplificazione e l'elaborazione del segnale possono, a seconda delle varie applicazioni, fornire un'uscita in corrente oppure in tensione. La *figura 1* illustra la struttura di un sensore di pressione a diaframma di silicio.

Sensori di posizione

Per i sensori di posizione a semiconduttore è previsto per il 1985 un utilizzo pari a circa il 15% dei sensori di questo tipo.

Questo sensore viene impiegato per evidenziare fenomeni di spostamento meccanico, variazioni di angoli e di velocità senza entrare in contatto e senza quindi produrre attrito con l'oggetto in questione. Gli attuali sensori di posizione a semiconduttore sono di natura magnetica nel senso che, essendo basati sull'effetto di Hall, lavorano ai campi magnetici. Generatori di Hall integrati in forma monolitica in chip di silicio, capaci di dare in uscita segnali digitali oppure analogici, sono già disponibili con le sigle *SAS 250/51 e SAS 230/31*, e sono prodotti dalla Siemens. Gli impieghi caratteristici riguardano principalmente, l'interruzione a distanza (assenza di contatto) di circuiti elettrici e la misura di campi magnetici.

Attualmente, sono in avanzata fase di sviluppo sensori di posizione realizzati con composti dei gruppi III e V; questi materiali, a parità di dimensioni, consentono ai sensori di avere una maggiore sensibilità e una maggior stabilità di funzionamento nei confronti delle variazioni di temperatura; è il caso infatti dei materiali all'arseniuro di gallio che possono lavorare egregiamente a temperature superiori ai 200 °C. Questa caratteristica riveste particolare importanza, per esempio, quando il sensore deve essere posto davanti ad un ingranaggio immerso in olio ad elevata temperatura allo scopo di misurare i giri al minuto dell'ingranaggio stesso.

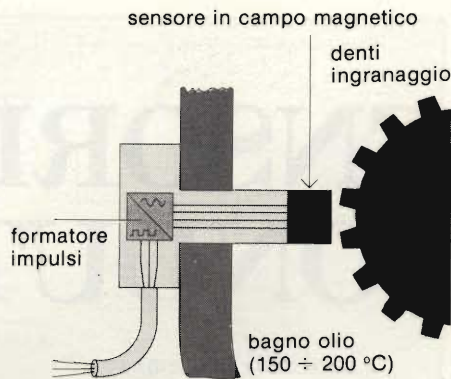



Fig. 2 - Sensore di posizione per temperature elevate formato da un generatore di Hall all'arseniuro di gallio immerso in campo magnetico. Questo sensore consente di misurare direttamente la velocità di rotazione di un ingranaggio immerso in un bagno d'olio molto caldo (150 ...... 200 °C).

La Siemens sta portando a termine lo sviluppo di una famiglia di sensori di questo tipo; anche in questo caso, il sensore può contenere nel relativo chip, i circuiti richiesti per l'amplificazione/elaborazione del segnale d'uscita oppure può essere fornito come chip contenente unicamente il sensore.

Il primo sensore attualmente disponibile sul mercato è il *KSY10*.

La sua sensibilità (idle run) K_{BO} è 200 V/AT, la resistenza ohmica a tensione zero è inferiore a 25 mV a 5 mA, e la resistenza interna R1-2, R3-4 è 1200 Ω, valori questi che rappresentano la prestazione più avanzata attualmente fornibile da questo tipo di sensore.

Di questi tipi di sensori sono allo studio versioni integrate munite di uscite compatibili con sistemi a microprocessore; saranno disponibili con la sigla *KSY11*.

La *figura 2* fa vedere un sensore di posizione destinato a lavorare in un ambiente a temperatura elevata unitamente a un generatore di Hall all'arseniuro di gallio immerso in un campo magnetico.

Sensori di temperatura

I sensori di temperatura al silicio, rappresenteranno nel 1985 una fetta di mercato compresa tra il 10% e il 15% di tutti questi dispositivi. Questi sensori trovano un'estesa applicazione in molte apparecchiature elettroniche per il fatto che sono in grado di misurare temperature comprese tra — 40 °C e + 300 °C.

Il segnale di uscita di questi sensori è pressochè proporzionale al valore della temperatura da misurare e l'eventuale linearizzazione richiesta può essere realizzata con sistemi molto semplici. La tensione di uscita di questi sensori può essere applicata direttamente al microcomputer senza necessità di ricorrere

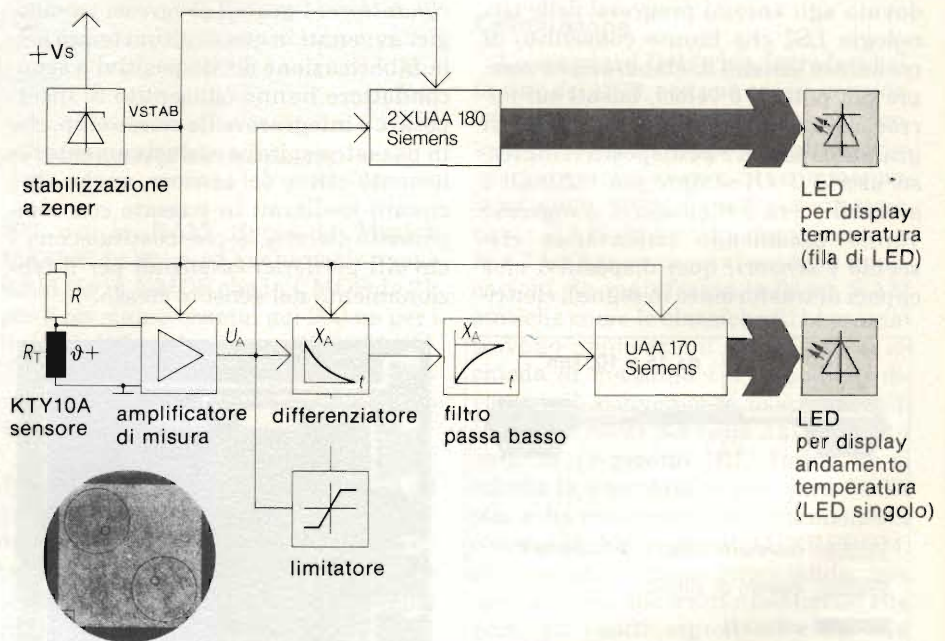



Fig. 3 - Questo termometro elettronico lavora con il sensore di temperatura KTY10A e può indicare temperature comprese tra + 18 e + 41 °C. Il monitoraggio della temperatura e l'andamento della medesima sono realizzati mediante LED. Un elemento differenziatore consente di conoscere la direzione della variazione della temperatura con una risoluzione di 3.10^{-3} °C/s, per cui è possibile valutare variazioni di temperatura anche molto piccole. La microfotografia in basso riporta un sensore di temperatura il cui principio di funzionamento è basato sulla resistenza "spreading" del silicio. È visibile molto chiaramente la doppia metallizzazione.

ad altre aggiuntive interfacce logiche.

Un'altra caratteristica di notevole importanza di questi nuovi sensori di temperatura è che rispondono molto velocemente alle variazioni della temperatura; la velocità di risposta dipende infatti principalmente dal particolare tipo di contenitore nel quale è contenuto il sensore. Le tolleranze nel valore della resistività e il gradiente di temperatura a 25 °C sono ridotte al minimo, e questo consente di fare a meno di circuiti esterni aggiuntivi che occorrerebbe introdurre per neutralizzare gli effetti di queste tolleranze.

La nuova serie di sensori di temperatura *KTY10 ...... KTY16* prodotti dalla Siemens, presentati in differenti contenitori, soddisfa settori di impiego fino ad oggi non coperti da questi dispositivi. Una considerevole porzione di mercato di questi dispositivi è costituita dal settore consumer nel quale essi vengono largamente impiegati per il controllo della temperatura (elettrodomestici, sistemi di controllo e di regolazione della temperatura degli ambienti ecc.), e più in generale in campo industriale, in tutti i sistemi di misura e di regolazione della temperatura.

Per la misura di temperature fino a 500 °C, sono tuttora molto impiegati i termistori NTC (resistori a coefficienti di temperatura negativo).

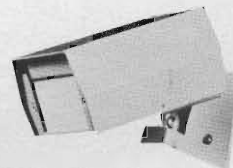
Nel settore dei sensori a semiconduttore si prevede l'introduzione di nuovi tipi basati su nuovi materiali, le terre rare per esempio. Questi nuovi sensori di temperatura, grazie al contenitore di quarzo, possono avere un tempo di risposta alla temperatura molto più breve.

La *figura 3* riporta la struttura essenziale di un termometro elettronico realizzato con il sensore di temperatura KTY 10A.

Sensori ottici

I sensori ottici sono componenti affermati da tempo in campo elettronico. Ciononostante, la loro importanza sta ancora aumentando. Fotoelementi, fototransistori, fotodiodi e fototiristori, contenenti, in forma integrata, nel loro chip anche i relativi amplificatori vengono ormai impiegati in un gran numero di settori. I fotodiodi con giunzione PN polarizzata in senso inverso sono molto adatti per la misura quantitativa dell'intensità luminosa. ■

Bibliografia

Siemens Components XVII (1982). 4.

RIPRODUTTORE DI FOTO TRASMESSE DAL METEOSAT

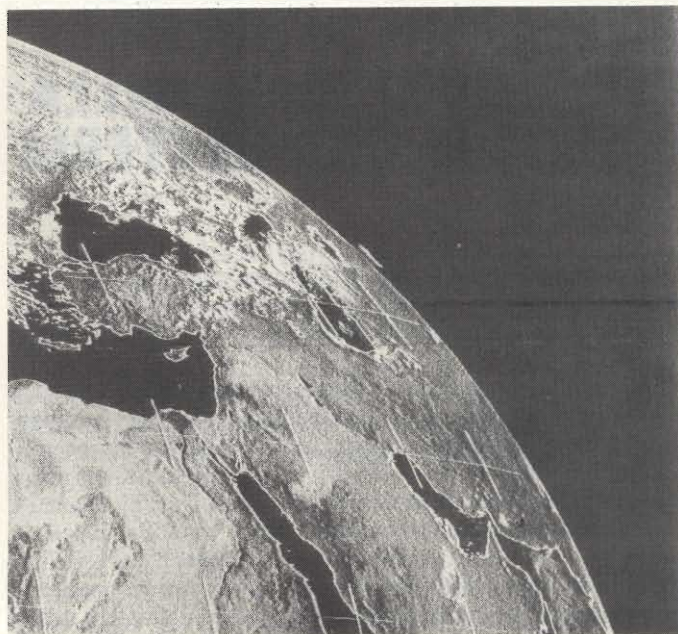
a cura della Redazione

**Le apparecchiature che riproducono le fotografie trasmesse dai satelliti destinati all'osservazione e allo studio delle condizioni meteorologiche del nostro pianeta non sono più strumenti di possesso esclusivo delle stazioni meteorologiche ufficiali.
Esistono infatti attualmente sul mercato apparecchiature che consentono a chiunque di rilevare queste fotografie. Noi che da tempo ci occupiamo di questo argomento, siamo felici di presentare ai nostri lettori una che, a nostro parere, dà eccellenti fotografie.**

La ricezione da satellite è un argomento già trattato da questa rivista. Abbiamo già infatti illustrato le prospettive future delle trasmissioni TV via satellite descrivendo sommariamente come dovranno essere realizzate le future apparecchiature che consentiranno agli abitanti di una data nazione di ricevere normali trasmissioni TV irradiate da un unico trasmettitore sistemato su un satellite "nazionale" fisso sull'orizzonte.

Abbiamo anche detto che in questo settore, Francia e Germania hanno programmi già molto avanzati. In questa stessa rivista è stato anche descritto per esteso un sistema di ricezione di dati trasmessi dal satellite meteorologico Meteosat. A completamento di questo argomento non ci sembra cosa inutile segnalare ai nostri lettori la comparsa sul mercato italiano di una apparecchiatura finita che consente di ricevere radiofoto trasmesse dal satellite europeo Meteosat e da altri satelliti analoghi.

Il SYS 310: Riproduttore di radiofoto trasmesse da satelliti meteo

Il SYS 310 è un riproduttore di moderna concezione in grado di riprodurre foto o meglio, mappe del tempo trasmesse dai satelliti meteo. È ovviamente un sistema digitale realizzato con circuiti integrati LSI. Possiede una grande affidabilità e facile assistenza grazie anche alla sua strutturazione mediante schede intercambiabili. È in grado di decodificare le immagini trasmesse dai satelliti meteorologici e in particolare dal satellite europeo Meteosat. A tale scopo, l'indice di cooperazione scelto è 267, onde poter riprodurre immagini geometriche perfettamente e di conseguenza ricomponibili, ottenendo mosaici comprendenti zone molto vaste. Il secondo indice di cooperazione è 576 e serve per la riproduzione delle immagini trasmesse dai satelliti TIROS, NOAA e METEOR (USA). È inoltre in grado di ricevere e riprodurre carte del tempo trasmesse in onde corte e

Esempi di foto meteorologiche riprodotte mediante il SYS310.

Caratteristiche tecniche del SYS 310

— Alimentazione a 220 V, 50 Hz
— Velocità di rotazione, 60, 90, 120, 180, 240 giri al minuto
— Indici di cooperazione rispettivamente 267 e 576
— Impiego delle tecniche PLL
— Circuiti di fasatura elettronici
— Decodificatore FM a circuiti integrati per le mappe del tempo
— Circuito di sintonia a LED per il ricevitore in onde corte e lunghe
— Strumento indicatore del livello del segnale di ingresso
— Ingresso del segnale direttamente dall'uscita BF del ricevitore
— Autostart su mappe FAX
— Autostop a fine foglio
— Riaggancio automatico del circuito PLL sulle immagini del satellite
— Schede intercambiabili e bus di interconnessione
— 20 circuiti integrati, 10 transistori, 80 diodi
— Diametro del rullo, 59,5 mm
— Dimensioni, 35,5 x 30 x 15,5 cm; peso 5 kg.
— Dimensioni della stampante 50 x 15 x 10 cm; peso 12 kg.

lunghe dalle stazioni meteo.

La stampante, di robusta concezione, è realizzata con trafilato di acciaio nichelato; la vite di traslazione è in acciaio rettificato. Il carrello portastilo scorre imperniato in boccole di acciaio su barra rettificata che si appoggia all'estremità opposta, su un'altra barra rettificata. Tutti gli alberi in rotazione sono supportati da cuscinetti e sfere; due motori passo-passo provvedono alla rotazione ed alla traslazione. La carta impiegata è del tipo elettrosensibile a secco, formato UNIA4 tipo 3M 444 o XEROX per telecopier.

L'immagine riprodotta ha dimensioni di 10 x 18 per le foto Meteosat, e di 18 x 27 (corrispondenti a circa 11 minuti di ricezione) per le foto da TIROS, NOAA e METEOR. La definizione delle foto riprodotte è molto buona; ottima è la riproduzione della scala dei grigi; la resa dell'immagine è immediata, il costo è relativamente basso, l'impiego è oltremodo semplice.

Le carte del tempo, trasmesse in onde corte e lunghe con sistema FAX, grazie al decodificatore a circuiti integrati hanno una decodificazione notevole, mai raggiunte con le vecchie macchine con decodificatore a filtri LC. È possibile inoltre calibrare la base dei tempi interna usando l'uscita a 100 Hz in battimento con le stazioni che trasmettono frequenze campione.

Ogni apparecchiatura viene fornita con manuale operativo dettagliato, cassetta registrata di test, 100 fogli di carta elettrosensibile, cavo pentapolare di interconnessione al registratore e stilo di ricambio. Di questo apparecchio esiste una versione semplificata, nota commercialmente con la sigla SYS 300.

Queste apparecchiature sono state realizzate dalla *Elettronica Fontana* di CUMIANA (TO).

La Redazione di "Selezione" può fornire maggiori informazioni a chi fosse interessato a questa apparecchiatura.

■

RIVELATORE DI SOGLIA PER IL CONTROLLO DELLA CARICA DI UNA BATTERIA

Una coppia di transistori MOS complementari è in grado di segnalare se la batteria di alimentazione di una data apparecchiatura è scarica o meno. Il circuito assorbe meno di 2 µA.

La corrente assorbita in modo continuativo da questo circuito, come si vede, è estremamente bassa, e di conseguenza il circuito può essere inserito in tutte quelle apparecchiature a funzionamento continuativo, (per esempio, nei sistemi di segnalazione di fumo oppure nei sistemi di allarme).

Queste apparecchiature come è noto vengono messe in funzione una volta tanto e poi "dimenticate". Sarà quindi molto utile un circuito che segnali, per esempio, mediante accensione di un LED, a coloro che passano davanti all'interruttore dell'apparecchiatura che la batteria di alimentazione è esaurita e che quindi va sostituita.

Per realizzare il circuito bastano due circuiti integrati, e precisamente una doppia coppia complementare RCA CD4007A e un buffer/invertitore RCA CD4049 oltre naturalmente ad alcuni resistori, un potenziometro e un LED.

Il partitore di tensione formato da R1 e dal trimmer R2 divide la tensione della batteria in un valore molto vicino alla tensione di soglia (circa 2 V) della coppia CMOS, A1. Questa tensione di soglia mette A1 in condizione di lavorare nella sua regione di funzionamento lineare. IL resistore R3 provvede a limitare la corrente circolante in A1 in modo che essa risulti sempre inferiore ad 1 µA. La tensione di soglia rimane relativamente costante per piccole variazioni della batteria di alimentazione dell'apparecchiatura a 9 V. Quando però la batteria comincia ad essere notevolmente scarica, e di conseguenza l'ingresso al circuito integrato scende al disotto della tensione di soglia, e cioè al disotto di 2 V, l'uscita di A1 diventerà ALTA; (A2 e A3 hanno la funzione di "separatori-buffer", e sono inoltre in grado di fornire uscite normali e invertite).

Per mettere a punto il circuito occorre mettere al posto della batteria una tensione uguale alla "tensione di cutoff" della batteria (nelle batterie alcaline a 9 V, la tensione di cutoff della batteria è 6,5 V). Fatto ciò si regola il trimmer R2 fino a quando Q diventa ALTO. Scegliendo opportunamente il valore di R1 e regolando R2, questo circuito è in grado di rivelare qualsiasi "tensione di cutoff", che si trova tra la tensione di soglia del CMOS e la tensione massima di lavoro della coppia CMOS CD4007A.

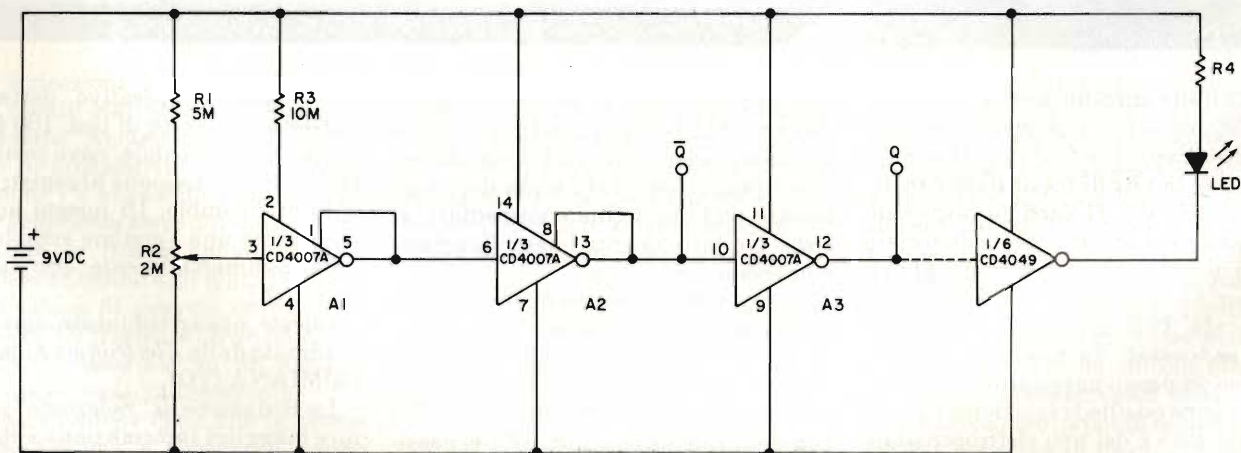
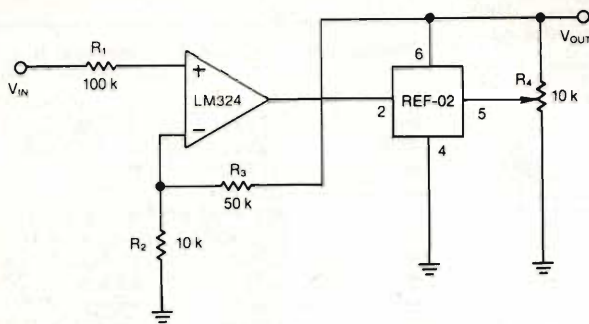
Le uscite Q oppure Q negato possono essere impiegate per comandare qualsiasi logica compatibile, come per esempio il buffer/invertitore CD4049, che a sua volta pilota un LED.

Al di sopra della "tensione di cutoff" scelta, questo circuito assorbirà soltanto 2 µA; al disotto di questa tensione di cutoff assorbira invece una corrente che andrà da 5 a 10 mA (esclusa la corrente del LED) a seconda della tensione della batteria. Il circuito possiede un'isteresi di circa 0,1 V.

Electronic Design - Michael Rubinstein

REGOLATORE DI TENSIONE ESTREMAMENTE PRECISO

Presentiamo un circuito regolatore-stabilizzatore di tensione continua che permette di regolare la tensione d'uscita e di mantenerla sul livello regolato meglio di quanto non lo possa fare un diodo zener. Il circuito assorbe poca corrente e può essere impiegato vantaggiosamente per "trattare" segnali analogici prima che questi vengano applicati ad un convertitore analogico/digitale (CAD). Per esempio, l'ingresso ad un CAD deve essere limitato a 5 V dato che ingressi con valore più elevato produrrebbero segnali digitali inutili e senza senso.

Il circuito "tosatore di tensione" possiede un preciso "ginocchio" in corrispondenza di 5 V e una limitata gamma di valori stabilizzati e regolabili nell'intorno dei 5 V.

Per mettere a punto questo rivelatore di batteria scarica occorre applicare al posto della batteria il potenziale di soglia desiderato; successivamente occorre regolare R2 fino a quando l'uscita Q diventa alta.
Quando la batteria dell'apparecchiatura è carica e l'apparecchiatura è in funzione, questo circuito indicatore assorbe soltanto 2 µA di corrente stand-by.

Valore di tensione facilmente regolabile, basso consumo di corrente e grande stabilità rendono questo limitatore/stabilizzatore di tensione molto adatto a limitare le tensioni prima che queste vengano applicate ad un CAD. Vengono così eliminati numeri digitali "privi di significato".

L'amplificatore operazionale LM324 è stato collegato come stadio non invertente (vedi *figura*) dove

$$V_u = V_{in} \frac{R2 + R3}{R2}$$

L'anello di reazione comprende una precisa tensione di riferimento fornita da REF-2 (della Precision Monolithics) con punto nominale di regolazione centrato a 5 V; valore quest'ultimo che potrà essere ulteriormente messo a punto mediante R4

La compensazione della variazione della tensione d'uscita è attuata dal circuito di reazione di LM324, derivato dall'uscita di REF-02.

Di conseguenza, la tensione di uscita V_{out} seguirà l'andamento indicato dalla formula fino a quando V_{out} raggiungerà il punto di regolazione di REF-02, sul quale rimarrà indipendentemente da eventuali variazioni di V_{in}.

Il punto di regolazione di REF-02 può essere facilmente portato su un valore ben definito e mantenuto facilmente su questo (± 0,3), indipendentemente dalle variazioni della temperatura (3 ppm/°C). Inoltre, REF-02 più R4 assorbono meno di 1,4 mA, che rimangono costanti una volta raggiunto il punto di regolazione, e ciò semplifica i problemi di alimentazione.

SISTEMA DI REGOLAZIONE DELLA TEMPERATURA PROPORZIONALE NEL TEMPO CON L'INTEGRATO TDA 1023

Da quando furono introdotti i tiristori e i triac, i sistemi di regolazione della potenza elettrica in un carico resistivo maggiormente impiegati sono essenzialmente tre:

1) a parzializzazione della fase della tensione alternata di rete;

2) a interruzione/inserimento (on/off) della medesima;

3) a interruzione/inserimento della medesima ma con tempi di interruzione (off) ed inserimento (on) di differente durata a seconda della differenza tra temperatura attuale e quella desiderata (sistema di controllo proporzionale nel tempo).

Il semplice sistema a parzializzazione di fase produce forti interferenze a radiofrequenza (disturba cioè i televisori e i radioricevitori situati nelle vicinanze), e pertanto è da scartare. Il sistema on/off non è preciso nel senso che non "stacca" esattamente in corrispondenza del valore di temperatura desiderato. Ha in compenso il vantaggio di staccare/attaccare (off/on) in corrispondenza del passaggio per lo zero della tensione della rete, e pertanto non produce interferenza.

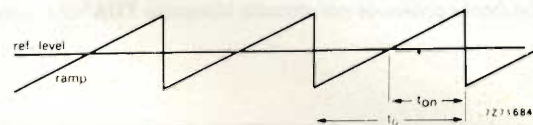



Fig. 1 - Principio di funzionamento del sistema di controllo proporzionale nel tempo. La potenza applicata al carico è direttamente proporzionale al ciclo di utilizzazione (δ). Una variazione nel livello della tensione di riferimento produrrà una corrispondente variazione del tempo durante il quale la potenza rimane applicata al carico (t_{on}).

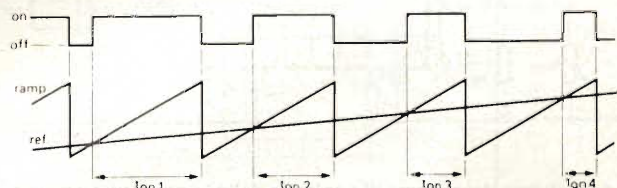



Fig. 2 - Un aumento nella temperatura farà aumentare la tensione di riferimento, e di conseguenza produrrà una diminuzione del fattore di utilizzazione, e cioè, del tempo in cui rimane applicata potenza al carico (t_{on}).

Il terzo sistema (e cioè il controllo proporzionale nel tempo) possiede i vantaggi del primo e del secondo sistema ma non i loro inconvenienti. Nel carico infatti viene applicata potenza in corrispondenza del passaggio per lo zero della tensione della rete; questa potenza rimane però applicata (on) non per una durata di tempo fissa ma variabile a seconda di quanto manca al raggiungimento della temperatura desiderata (*figura 1* e *2*).

Questo sistema di controllo ha però l'inconveniente di produrre flicker in rete nel senso che produce abbassamento della medesima tutte le volte che la tensione di rete viene applicata al carico; cio vuol dire che su una lampada accesa si potranno vedere molto distintamente gli istanti on/off. Per evitare il flicker, norme internazionali fissano a seconda delle potenze in gioco, i tempi di inserimento della rete (on) ammessi.

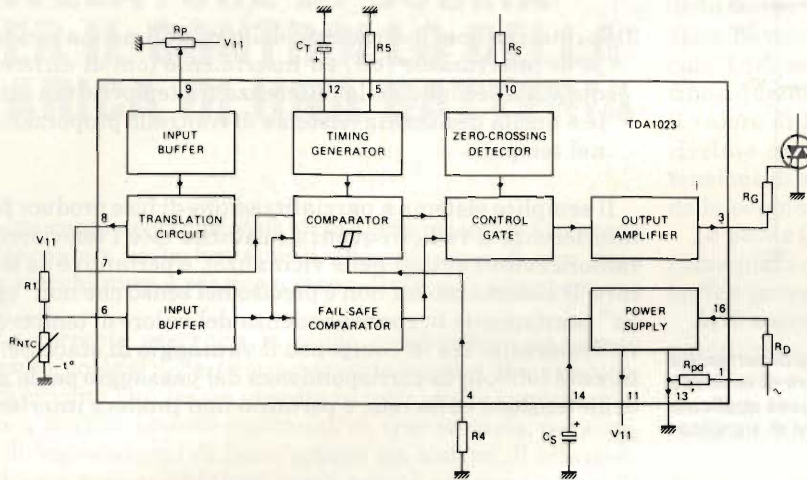
Nella *figura 4* è riportato lo schema di un sistema di regolazione della temperatura di ambienti, attuato con pannelli radianti, impiegante il circuito integrato TDA 1023. Nella *figura 3* sono riportate le funzioni incorporate in questo

componenti	versione A	versione B
triac	BT138	BT139
VDR	350 V, 1 mA	350 V, 1 mA
D_1	BYX10	BYX10
R_1	18,7 kΩ	18,7 Ω
R_{NTC}	R_{25} = 22 kΩ B = 4200 k	R_{25} = 22 kΩ B = 4200 k
R_P	22 kΩ	22 kΩ
R_D	4,3 kΩ	6,2 kΩ
R_G	110 Ω	110 Ω
R_S	430 kΩ	180 kΩ
C_1	47 nF	47 nF
C_S	220 μF, 16 V	220 μF, 16 V
C_T	15 μF (dc)	68 μF (dc)
CD*	680 nF	470 nF
R_{SD}*	390 Ω	390 Ω

Fig. 3 - Funzioni contenute nel circuito integrato TDA1023, nonchè tabella con i valori dei componenti richiesti per la realizzazione nelle due versioni.

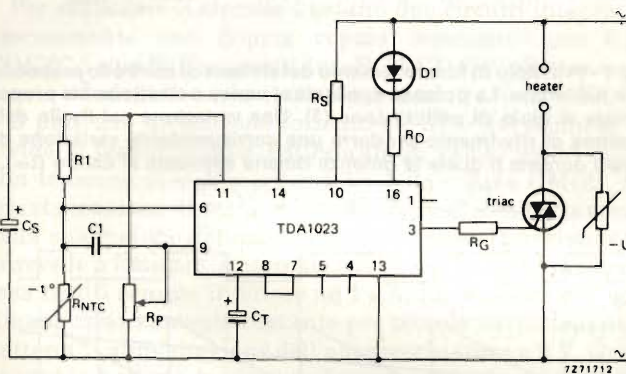



Fig. 4 - Schema del sistema di controllo della temperatura proporzionale nel tempo impiegante il TDA1023.

integrato. Oltre a questa particolare applicazione, questo circuito potrà essere impiegato per il controllo della potenza di ferri da stiro, boiler, sistemi di controllo di temperatura industriali (per esempio, bagni di olio, condizionatori di aria ecc.).

Ritornando al sistema di regolazione di figura 3 occorre dire che la potenza controllata va da 400 W a 2000 W; il limite superiore può essere portato a valori più elevati impiegando altri tipi di triac oppure strutturando in maniera diversa i relativi dissipatori di calore. Lo schema base di figura 3 può essere usato per realizzare due versioni di questo sistema di controllo della temperatura. La versione A si riferisce a elementi riscaldanti con potenza compresa tra 400 e 1200 W e impiega il triac BT138 e un condensatore temporizzatore da 15 μF; la versione B vale per riscaldatori con potenza compresa tra 1200 e 2000 W; impiega il triac BT139 e un condensatore temporizzatore da 68 μF.

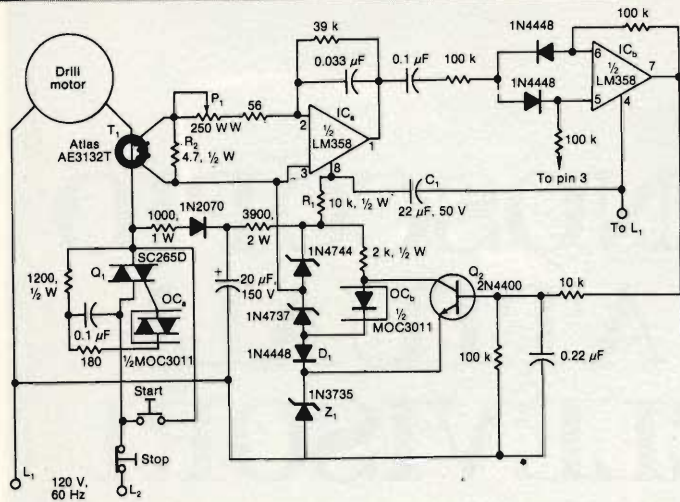
Nella *tabella* sono riportati i valori dei componenti richiesti da queste due versioni entrambe alimentate dalla rete 220 V, 50 Hz. Il condensatore C1 serve a bloccare qualsiasi segnale interferente catturato dal cavo di collegamento al sensore della temperatura (di solito un resistore NTC). Ovviamente, questo condensatore è richiesto soltanto nel caso in cui il sensore si trovi molto distante dal circuito di regolazione.

CIRCUITO LIMITATORE DI CORRENTE PER PROTEGGERE IL MOTORE NEL CASO IN CUI DOVESSE BLOCCARSI

Il circuito descritto "sente" l'aumento della corrente alternata di alimentazione del motore di un utensile domestico (trapano, sega ecc.), aumento prodotto da un guasto al motore stesso che eventualmente può bloccarsi. La reazione del circuito a questo aumento di corrente è veloce per cui viene evitata una possibile "rottura" del motore o eventuali danni all'operatore.

La chiusura dell'interruttore "start", fa circolare corrente nel LED del fotoaccoppiatore OC_a innescando così il triac Q1. Se il motore per qualsiasi motivo, risulta bloccato in seguito ad un guasto meccanico o ad un carico eccessivo, il sovrappiù di corrente circolante nel primario del trasformatore T1 indurrà una corrispondente corrente nel secondario. Dopo poche centinaia di millesecondi, (corrispondenti alla costante di tempo R1C1), la tensione che si forma sul secondario di T1 (prodotta dalla sovracorrente) verrà amplificata da una metà dell'amplificiatore operazionale LM358.

La seconda metà di questo operazionale IC_b funziona da rivelatore di onda completa, e pertanto sarà in grado di rispondere ad entrambe le polarità assunte dal segnale all'uscita di IC_a. Sul terminale 7 di IC_b avremo pertanto un segnale positivo tutte le volte che sul terminale 1 di IC_a comparirà un segnale di elevato livello sia positivo che negativo.

Ciò impedisce un eventuale ritardo di 8,3 ms dell'interru-

Un anello di reazione provvede a tenere sotto controllo la corrente circolante nel motore e a disinnescare il triac tutte le volte che esso "sente" un aumento nella corrente di assorbimento del motore.

zione dell'alimentazione ac del motore, prodotto nel caso in cui il sovraccarico si verificasse nel ciclo non corretto della tensione alternata di rete.

A seconda della posizione del potenziometro P1, un valore della corrente del motore compreso tra 5 e 20 A, produrrà sulla base di Q2 una tensione continua tale da bloccare il fotoaccoppiatore, e di conseguenza, anche il triac Q1 che lascia passare la corrente di alimentazione del motore del trapano.

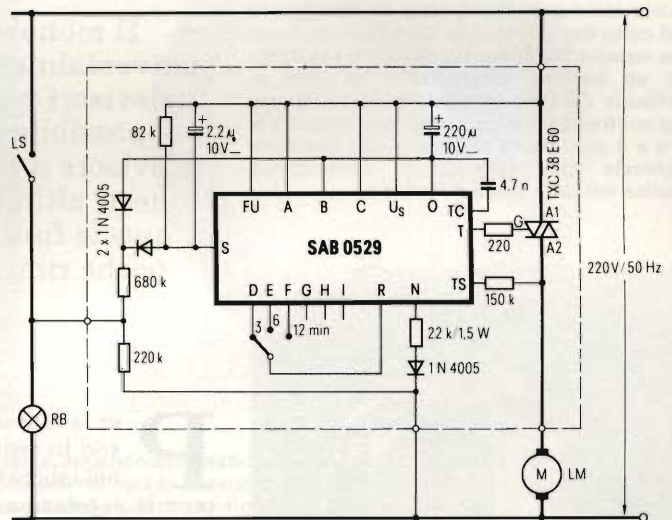
Lo zener Z1 serve a fornire una tensione di riferimento per Q2. Il diodo D1 assicura una corretta tensione emettitore-collettore per Q2, in modo da avere un clamping positivo. Gli altri zener provvedono a fornire una tensione di alimentazione continua di 28 V per gli operazionali. Siccome questi ultimi posseggono un guadagno molto elevato (56 dB), la realizzazione del trasformatore di corrente T1 non presenterà difficoltà. Bastano infatti 45 mV p.p. ai capi di R2 perchè sul terminale 1 di IC_a si abbiano 26 V; e per avere questi 45 mV p.p. basteranno poche spire fatte passare attraverso due rondelle di acciaio da 1/4 di pollice, e attraversate da una corrente di 5 A. A questo livello di corrente, le caratteristiche di questo rudimentale trasformatore si mantengono stabili nel tempo e non risentono della temperatura. Il resistore R2 provvederà ad annullare qualsiasi eventuale variazione che potrebbe verificarsi nelle caratteristiche del trasformatore.

Per bloccarsi dopo che dal suo gate è stato tolto il segnale, il triac richiede solo un tempo pari a mezzo ciclo dell'alternata di rete. Questo ritardo, più altri ritardi del circuito, danno un tempo di interruzione pari a 12 ms. Di conseguenza, un motore di un trapano ruotante per esempio, a 250 g/m continuerà ad essere alimentato ancora per 18° dopo che è stata raggiunta la soglia di corrente ammessa. Pertanto, nel caso di motori più potenti, aventi valori di coppia molto elevati, occorrerà prevedere oltre al sistema di interruzione della corrente anche un sistema di frenaggio.

Electronic Design - Tom Gross

Del "Sistema di regolazione della temperatura" possiamo fornire un opuscolo originale nel quale è riportato il progetto completo, corredato delle curve caratteristiche e di tutte le formule che hanno portato al dimensionamento del valore dei componenti riportati nella tabella 1.

TEMPORIZZATORE PER TEMPI LUNGHI D'IMPIEGO GENERALE: DA 1 SECONDO FINO A 31 ORE E MEZZA

Questo integrato consente di programmare eventi che possono durare intervalli di tempo molto lunghi, compresi tra 1 s e 31 ore e mezza. Come base dei tempi viene utilizzata la frequenza di rete a 50 Hz. Con l'uscita del SAB 0529 è possibile pilotare direttamente un triac con i relativi carichi ohmici, capacitivi e induttivi. Il SAB 0529 (Siemens) prevede due sistemi di funzionamento: switching momentaneo e ritardo nel switch-off.

Impiego del SAB 0529 per la temporizzazione del tempo di areazione di locali in campo medico (modo di funzionamento; ritardo nel switch-off). Consumo tipico: 1,5 mA. Corrente impulso trigger (terminale T): 100 mA.

Nel primo modo di funzionamento, il triac inizia a condurre in corrispondenza del fianco di salita applicato all'ingresso start (S); iniziando in questo modo il periodo di attivazione.

Nel secondo modo di funzionamento, soltanto il triac è portato in conduzione dal fianco di salita all'ingresso start (S). La funzione-temporizzazione è inizializzata dal fianco di discesa del punto S.

Per queste sue caratteristiche il SAB0529 si presta ad essere impiegato nelle applicazioni più svariate, per esempio, nelle apparecchiature elettrodomestiche (cucine a gas, macchine da fare il caffè, asciugatrici di mani, ventilazione di ambienti in campo medico, automatismi per giocattoli, sistemi automatici di accensione e spegnimento di luci delle scale, nei laboratori fotografici per il calcolo dei tempi di esposizione/sviluppo, nelle fotocopiatrici, in campo automobilistico, nei sistemi di preriscaldamento per l'avviamento dei motori diesel, ecc.. ■

MONOSCOPIO E ATTUALI TELEVISORI A COLORI

a cura della Redazione - 1ª Parte

Il monoscopio descritto in questo articolo è stato universalmente adottato come immagine di controllo dei televisori nella maggior parte delle nazioni. Con esso è possibile infatti controllare tutte le funzioni di un televisore a colori. Grazie ai grandi progressi compiuti in questi ultimi anni nella componentistica, gran parte di queste funzioni risultano autocontrollate, per cui ben poche rimangono le messe a punto esterne che ora il tecnico può effettuare.

Fig. 1 - Prima dell'introduzione del sistema 30AX, la convergenza statica veniva messa a punto con l'unità multipolare esterna fissata sul collo del cinescopio. Con l'introduzione del sistema 30AX, questo circuito è sostituito da un anellino magnetizzato in sede di collaudo del tubo in maniera da presentare nei confronti dei fasci, campi magnetici a 2, a 4 e a 6 poli, aventi l'intensità e la direzione richiesta dalle esigenze di convergenza statica del tubo in cui è montato.

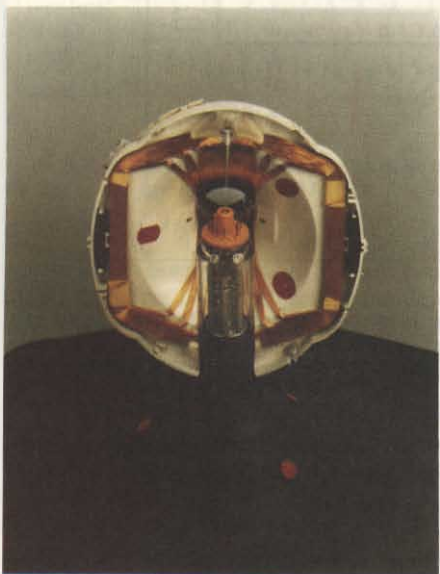



Fig. 2 - Giogo di deflessione e cinescopio del sistema 30AX. Grazie a queste tre tacche cilindriche che emergono dal cono del cinescopio e che vanno a incastrarsi nei tre corrispondenti incavi praticati sul supporto del giogo (nella figura indicati in rosso per maggior chiarezza), il giogo può assumere una posizione ben definita rispetto al tubo e tale da eliminare gli errori della convergenza dinamica. Nella figura si vedono le bobine di deflessione di riga, e in alto e in basso i magnetini richiesti per completare le correzioni. Le bobine di quadro si trovano dietro il supporto e sopra di esse viene adagiato il nucleo in ferrite.

Per la messa a punto dei televisori in sede di fabbricazione e nei laboratori di servizio come pure la regolazione e la taratura delle apparecchiature TV utilizzate negli studi televisivi, viene impiegato il monoscopio prodotto dal generatore Philips PM 5544. La generale adozione di questo monoscopio è dovuta al fatto che esso consente di dare con la semplice osservazione delle geometrie e dei colori da esso presentati, un giudizio *qualitativo* completo sul funzionamento corretto o meno del televisore sul cui schermo esso viene fatto comparire.

"Selezione" molti anni fa dette una esauriente descrizione di questo monoscopio e di tutti i possibili controlli che con esso sono possibili. In questi anni, le tecniche circuitali del televisore sono state enormemente semplificate e migliorate a causa dei grandi progressi tecnologici tendenti principalmente a semplificare la messa a punto del cinescopio e ad inserire il maggior numero possibile di funzioni nei chip degli integrati.

Negli attuali cinescopi, la convergenza *statica* viene infatti effettuata una volta per tutte dal costruttore del cinescopio (anellino magnetizzato con sistemi computerizzati, sistemato dentro il collo del tubo in corrispondenza dei cannoni elettronici come indicato in *figura 1*). Lo stesso discorso vale per quella *dinamica*, per ottenere la quale è sufficiente che il costruttore del televisore (o il tecnico del servizio) facciano entrare dentro tre incavi, presenti sul cestello del giogo, tre apposite sporgenze cilindriche che affiorano sul cono del cinescopio là dove andrà a combaciare il giogo (*figura 2*). Il giogo bloccato in questa posizione, grazie alla particolare disposizione degli avvolgimenti delle sue bobine, assicurerà una perfetta convergenza dinamica per tutta la vita del televisore (sistema 30AX *figura 3*).

Per ciò che riguarda la semplificazione della messa a punto del televisore ottenuta grazie ai nuovi circuiti integrati, basterà dire che per la decodifica del segnale di crominanza, esistono attualmente integrati (per esempio TDA 3560/61A e TDA 3562A) che, applicato al loro ingresso il segnale video com-

Fig. 3 - Cinescopio e bobina di deflessione del sistema 30AX. Questo sistema, attuando automaticamente la convergenza statica, dinamica e la purezza dei colori, elimina tutte le complicate operazioni di taratura necessarie nei vecchi televisori (presenti in parte anche nel già progredito sistema 20AX), al punto da rendere il montaggo del giogo di un televisore a colori più facile e veloce di quello di un televisore in bianco e nero.

pleto (segnale di luminanza + segnale di crominanza a 4,43 MHz), sono in grado di ridarlo all'uscita completamente demodulato e riportato nelle due componenti primarie RGB le quali, previa amplificazione, possono essere applicate direttamente ai cannoni RGB del cinescopio. Le uniche due regolazioni rimaste riguardano *la fase* e *l'ampiezza* dei segnali ritardato e non ritardato che devono essere sommati e sottratti all'uscita del circuito della linea di ritardo ad ultrasuoni. E non basta, negli ultimi televisori, l'integrato che provvede alla decodifica dei segnali di crominanza incorpora anche circuiti capaci di effettuare la messa a punto automatica del punto d'interdizione dei tre fasci del cinescopio, per cui una volta effettuata questa messa a punto in sede di collaudo in fabbrica, il televisore non ne avrà più bisogno per tutta la sua vita. (È l'integrato TDA 3562A, presentato in altra parte della rivista).

Cosa rimane allora al tecnico da tarare?

Direi ben poco rispetto ai televisori di qualche anno fa. L'integrazione su larga scala (LSI) ha consentito di incorporare nei chip dei circuiti integrati migliaia di componenti, e di ricorrere con larghezza all'amplificatore operazionale, a causa del valore elevato di amplificazione che esso consente, della precisione con cui questo circuito effettua funzioni, come confronto, somma e sottrazione di due segnali, e delle caratteristiche di autoregolazione di cui è capace.

A cosa serve allora il monoscopio se gli attuali televisori sono realizzati con componenti così perfezionati che una volta messi a punto al momento della loro fabbricazione mantengono poi nel tempo le loro prestazioni?

Innanzitutto non è vero che dal televisore siano scomparse *tutte* le regolazioni. Questo lo vedremo tra poco. Diciamo piuttosto che sono scomparse quelle più complesse e più ricorrenti (e cioè le convergenze, la taratura del punto d'interdizione dei fasci dei tre cannoni, la taratura dei demodulatori sincroni, delle matrici G-Y e RGB ecc.). E ciò grazie al sistema autoconvergente 30AX e all'impiego di circuiti integrati LSI.

Detto ciò, dobbiamo però affermare che il controllo delle prestazioni di un televisore mediante monoscopio è tuttora valido in quanto permette di accertare se l'apparecchio possiede *tutte* le caratteristiche che le norme internazionali esigono da un televisore bianco e nero e a colori.

Funzioni del televisore a colori (o bianco e nero) controllabili mediante monoscopio

Prima di dire quali sono le tarature che non occorre più fare, vediamo innanzitutto, quante sono le funzioni che questo tipo di monoscopio consente di controllare.

A) *Deflessione*

Di questa è possibile valutare:
1) il rapporto altezza/larghezza (rapporto di aspetto),
2) l'ampiezza (overscan) e la linearità, rispettivamente delle deflessioni di riga e di quadro.

B) *Convergenza*

Di questa è possibile valutare:
1) quella *statica* (al centro dello schermo del cinescopio),
2) quella *dinamica* (sulle zone periferiche dello schermo del cinescopio).

C) *Canale delle crominanza*

È possibile controllare accuratamente:
1) fase e ampiezza dei segnali presenti nel circuito della linea di ritardo della crominanza
2) la larghezza di banda di questo canale
3) eventuali differenze dei tempi di transisto che i segnali di luminanza e di crominanza presenterebbero nell'attraversare i rispettivi canali.
4) la corretta riproduzione dei colori primari (rosso, verde, blu) e dei relativi complementari (giallo, ciano e porpora)
5) la taratura dei demodulatori sincroni R-Y e B-Y
6) il corretto dimensionamento della matrice G-Y che, come è noto, serve per il ripristino del segnale differenza di colore del verde G-Y mediante il concorso dei due segnali differenza di colore R-Y e B-Y,
7) il circuito che separa il burst dal segnale di crominanza.

D) *Canale della luminanza*

Di questo possiamo valutare:
1) la risposta alla basse frequenze,
2) la risposta al transitorio,
3) la risoluzione in senso orizzontale, e pertanto, la larghezza di banda del ricevitore.

E) *Sincronizzazione*

È possibile controllare:

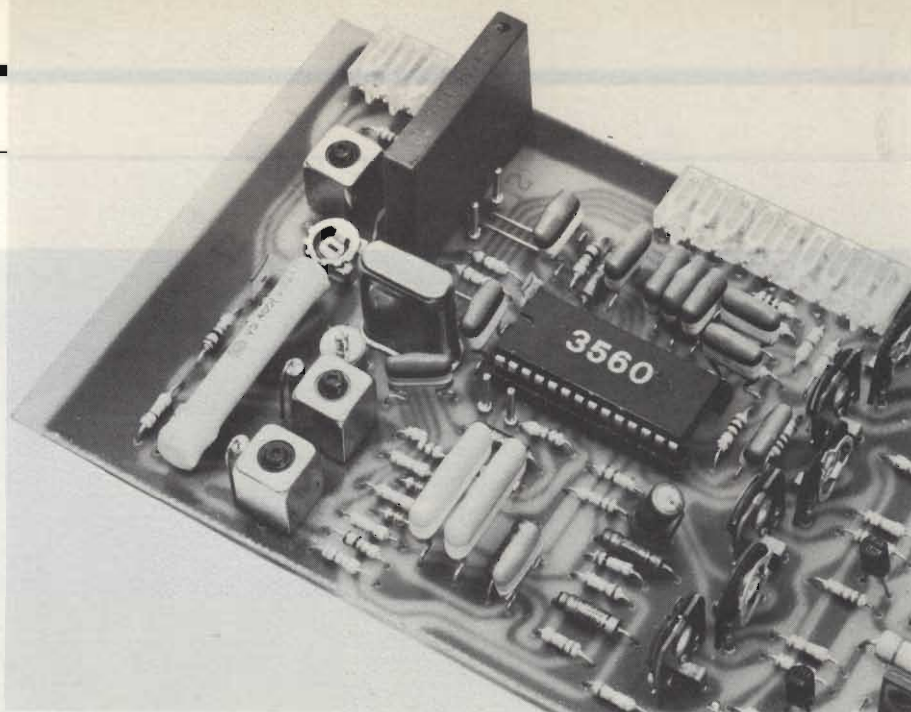



Fig. 4 - Negli attuali televisori, in un solo circuito integrato (TDA 3560) sono contenute tutte le funzioni richieste per la decodifica del segnale di crominanza (demodulatori sincroni - matrici G-Y e RGB, commutatore PAL, amplificatore di luminanza e di crominanza, ecc.). Le uniche regolazioni rimaste sono quelle riguardanti l'ampiezza e la fase dei segnali presenti nel circuito della linea di ritardo, e la regolazione dell'amplificazione dei canali finali RGB per la messa a punto del bianco.

1) se il separatore di sincronismi lavora in maniera corretta,
2) se tra i due campi della scansione verticale (due campi formano un quadro) esiste perfetto interlaccio.

Vediamo ora qualche parte del monoscopio, dovremo osservare per controllare se le funzioni e i segnali sopra elencati sono corretti (*figure 4* e *5*). Per semplificare questo controllo li raggrupperemo in solo quattro sezioni e cioè:
A) geometria dell'immagine,
B) convergenza statica e dinamica,
C) canale del segnale di crominanza,
D) canale del segnale di luminanza
E) sincronizzazione.

Controllo della geometria dell'immagine

I parametri controllabili osservando il monoscopio sono i seguenti:
1) *Rapporto altezza/larghezza del quadro (rapporto di aspetto)*

Questa caratteristica è automaticamente verificata se il cerchio inscritto del monoscopio (prodotto per via elettronica, e pertanto perfetto) appare perfettamente rotondo. Il corretto valore del rapporto altezza/larghezza è 3 : 4. (La non perfetta rotondità del cerchio potrebbe anche essere dovuta a non linearità delle basi dei tempi di riga e di quadro).

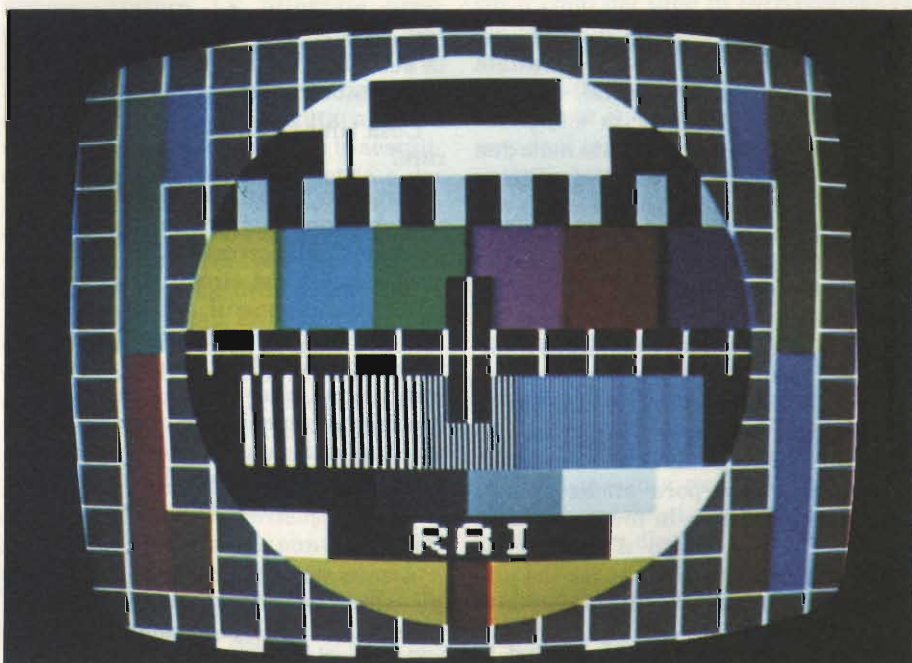
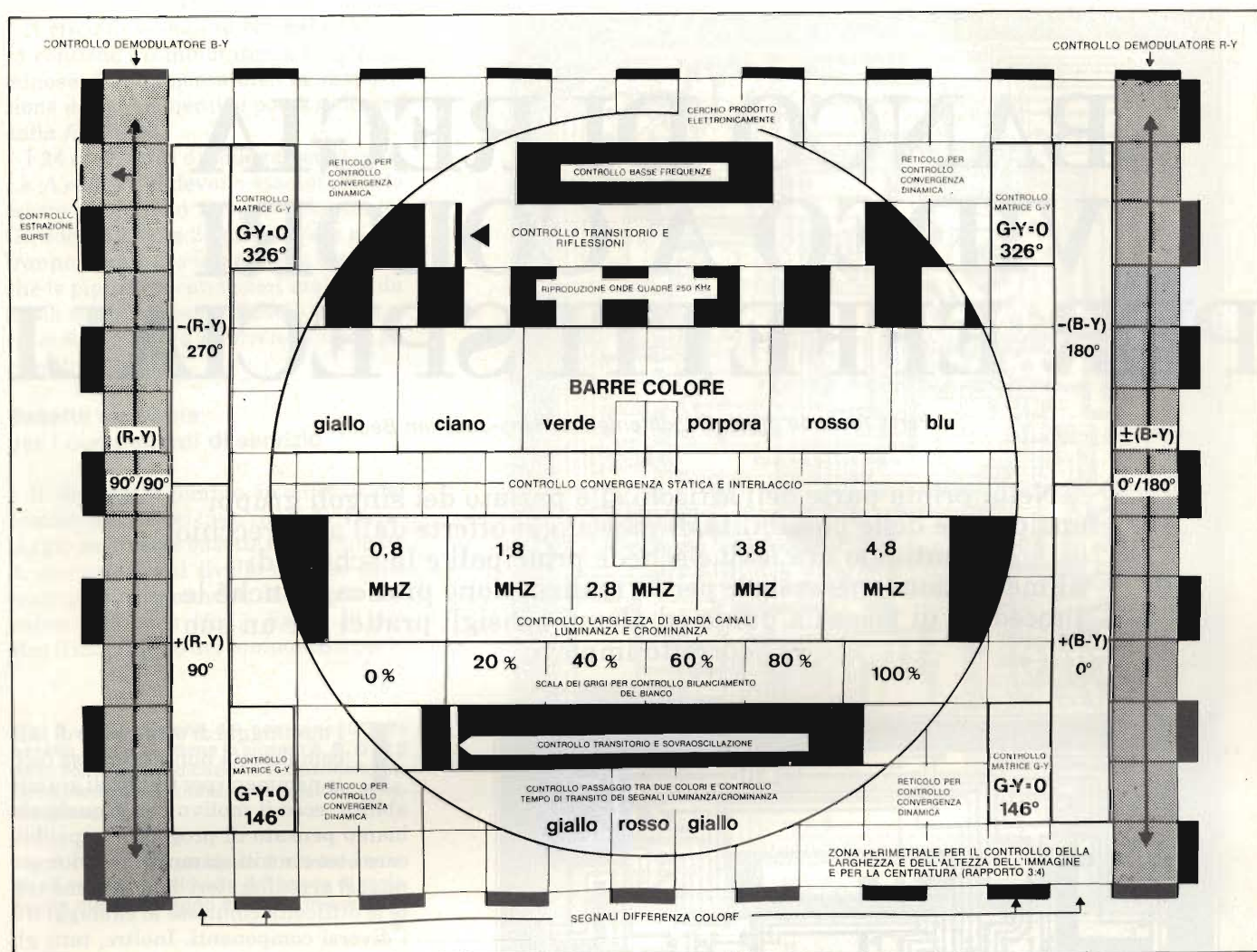



Fig. 5 - Monoscopio per la messa a punto dei televisori (in basso). Segnali impiegati e relativi controlli.

2) *Dimensioni dell'immagine*

Queste vengono controllate mediante osservazione della merlatura bianco-/nera disposta attorno a tutta l'immagine del monoscopio; tale merlatura deve essere visibile lungo tutto il perimetro del quadro. In particolare, la merlatura, in alto e in basso è formata da rettangolini bianco/neri di dimensioni più piccole della merlatura ai lati dell'immagine. Queste condizioni si verificano quando l'immagine ha dimensioni corrette (rapporto 3 : 4 tra altezza e larghezza dell'immagine), quando non esiste sovrascansione (overscan), e quando infine l'immagine si trova perfettamente al centro dello schermo del cinescopio.

3) *Linearità delle scansioni*

La linearità delle scansioni di riga e di quadro viene controllata mediante osservazione del reticolo i cui quadratini devono essere perfetti in basso, in alto, a destra e a sinistra dell'immagine. Questo reticolo appare su un fondo grigio (50% del massimo livello trasmesso). Il reticolo vero e proprio è formato da 14 linee orizzontali e da 18 linee verticali bianche (livello 100%).
Le linee orizzontali del reticolo sono formate da due righe di scansione; quelle verticali sono prodotte da impulsi della durata di 230 ns. Questo valore è stato scelto allo scopo di rendere meno visibile possibile il fenomeno del cross-color su dette righe. (Il cross-color è quel particolare fenomeno di intermodulazione prodotto dalle componenti di luminanza infiltratesi nel canale della crominanza).
Concludendo possiamo quindi affermare che la linearità delle deflessioni rispettivamente di riga e di quadro può essere facilmente controllata sia mediante osservazione dei quadratini del reticolo (che devono essere tali in tutte le parti dell'immagine), sia del cerchio che, in condizioni di linearità, deve essere perfettamente rotondo.

Controllo della convergenza

La convergenza, come è noto, può essere statica (zona centrale del cinescopio) e dinamica (zone periferiche del cinescopio).

Per controllare la convergenza statica si osservano le due righe bianche incrociate al centro del monoscopio (la cosiddetta "croce bianca in campo nero").

Per il controllo della convergenza dinamica si devono osservare le porzioni di reticolo che si trovano lungo tutta la zona periferica del monoscopio.

Le convergenze statica e dinamica risultano correttamente messe a punto quando la croce bianca al centro e le linee orizzontali e verticali di tutto il reticolo appaiono perfettamente bianche, e cioè, senza sfumature colorate o sdoppiamenti di colore. La nitidezza delle linee bianche del reticolo al centro e ai bordi dell'immagine indica anche una perfetta focalizzazione. ■

continua

BANCO DI REGIA VIDEO A COLORI PER EFFETTI SPECIALI

Parte seconda di Horst Lichtenfeld e Hans-Joachim Becker

Nella prima parte dell'articolo si è parlato dei singoli gruppi funzionali e delle possibilità di missaggio offerte dall'apparecchio. Presentiamo ora le due schede principali e la scheda di alimentazione, necessarie per la realizzazione pratica, nonché le procedure di messa a punto ed alcuni consigli pratici per un suo corretto impiego.

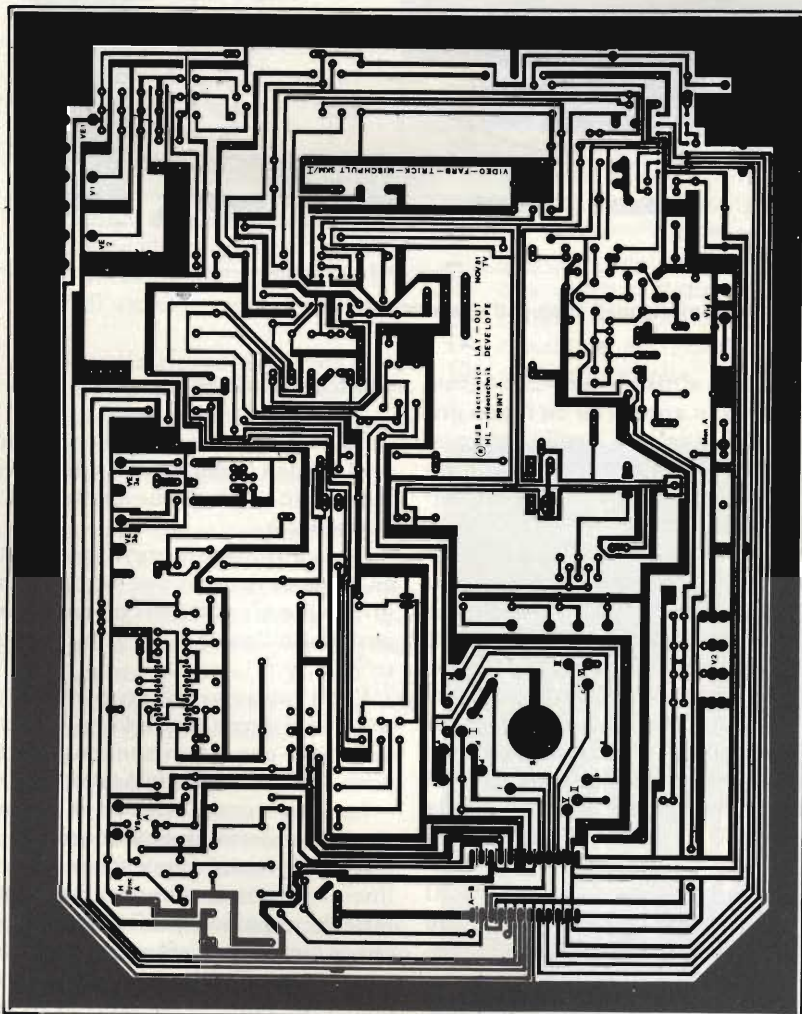



Fig. 7 - I tre circuiti stampati hanno dovuto essere rappresentati in scala ridotta (1 : 2) a motivo delle notevoli dimensioni; qui si vede la scheda A che contiene quattro sezioni funzionali dello schema.

Il montaggio di un circuito di tale complessità non è una cosa facile nemmeno per tecnici di grande abilità: ecco il motivo per il quale abbiamo pensato di progettare e pubblicare i tre circuiti stampati. Si eviteranno così ai realizzatori dello schema tutte le difficoltà connesse ai cablaggi tra i diversi componenti. Inoltre, tutti gli elementi di regolazione saranno direttamente saldati alle basette, in modo da escludere eventuali errori di collegamento. Non sono stati impiegati circuiti stampati incisi sulle due facce, onde facilitarne la riproduzione da parte dei dilettanti.

Le basette saranno, per i suddetti motivi, piuttosto grandi: non è stato possibile riprodurre sulla rivista la serigrafia in grandezza naturale, perciò le dimensioni sono state ridotte in scala 1:2. La *figura* 7 mostra il circuito stampato A, che contiene le sezioni A, B, D ed E dello schema, mentre la disposizione dei componenti si può ricavare dalla *figura 8*.

Le sezioni C, F, G, H ed I del circuito di figura 3 sono state realizzate sul circuito stampato B (*figura 9*). La *figura 10* mostra la disposizione dei componenti per quest'ultima basetta. L'alimentatore andrà montato sul circuito stampato N1 della *figura 11*; nel piano di montaggio dei componenti (*figura 12*) sono segnati tutti gli elementi dello schema di figura 5. A seconda delle necessità di alimentazione delle telecamere, si potranno omettere i componenti della prima parte.

Il circuito stampato N2 della *figura 13* contiene i commutatori e le spie luminose dell'alimentatore: la disposizione dei componenti si potrà ricavare dalla *figura 14*.
I 24 conduttori di collegamento tra il c.s. A ed il c.s. B devono assolutamente essere eseguiti in cavetto schermato. Gli zoccoli DIL a 24 piedini non si potranno impiegare in parecchi casi perchè le piattine a conduttori multipli da 24 fili schermati sono difficili da trovare: si dovrà allora ricorrere ai normali cavetti schermati.

Basette ausiliarie per i componenti di servizio

Il diverso ingombro in altezza dei commutatori e dei tasti richiede il montaggio su diverse basette e ciò permette di compensare il livello esterno delle manopole di manovra: le basette appaiono in *figura 15*. La *figura 16* mostra il montaggio dei componenti per le

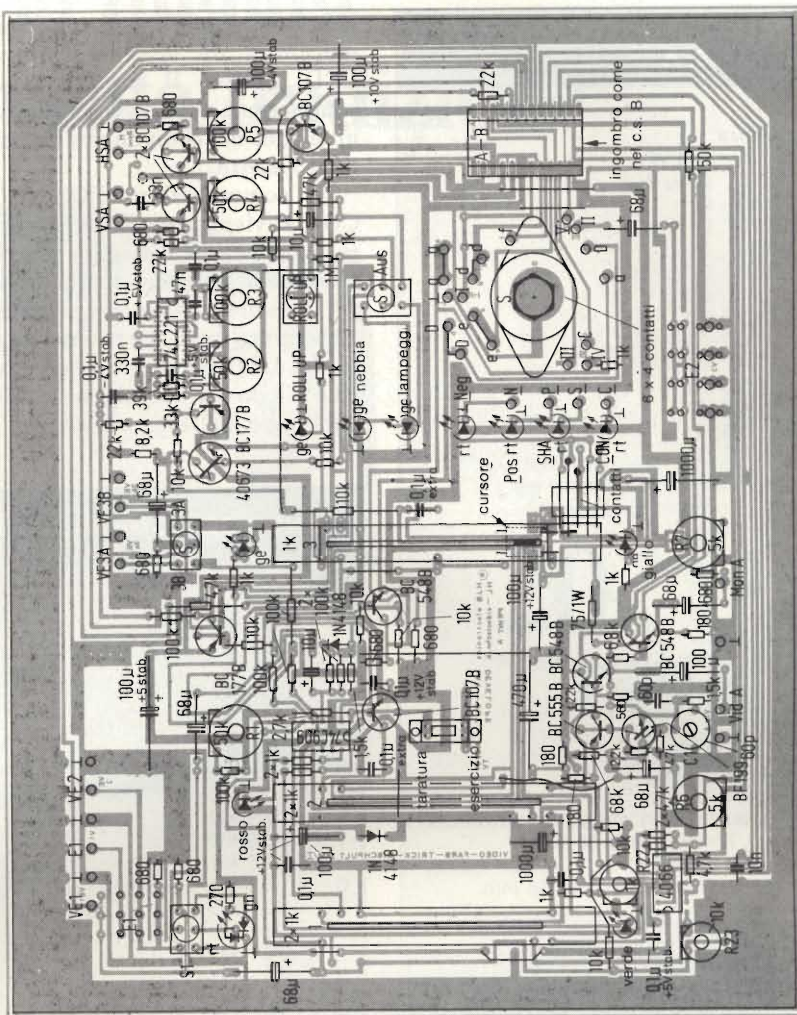
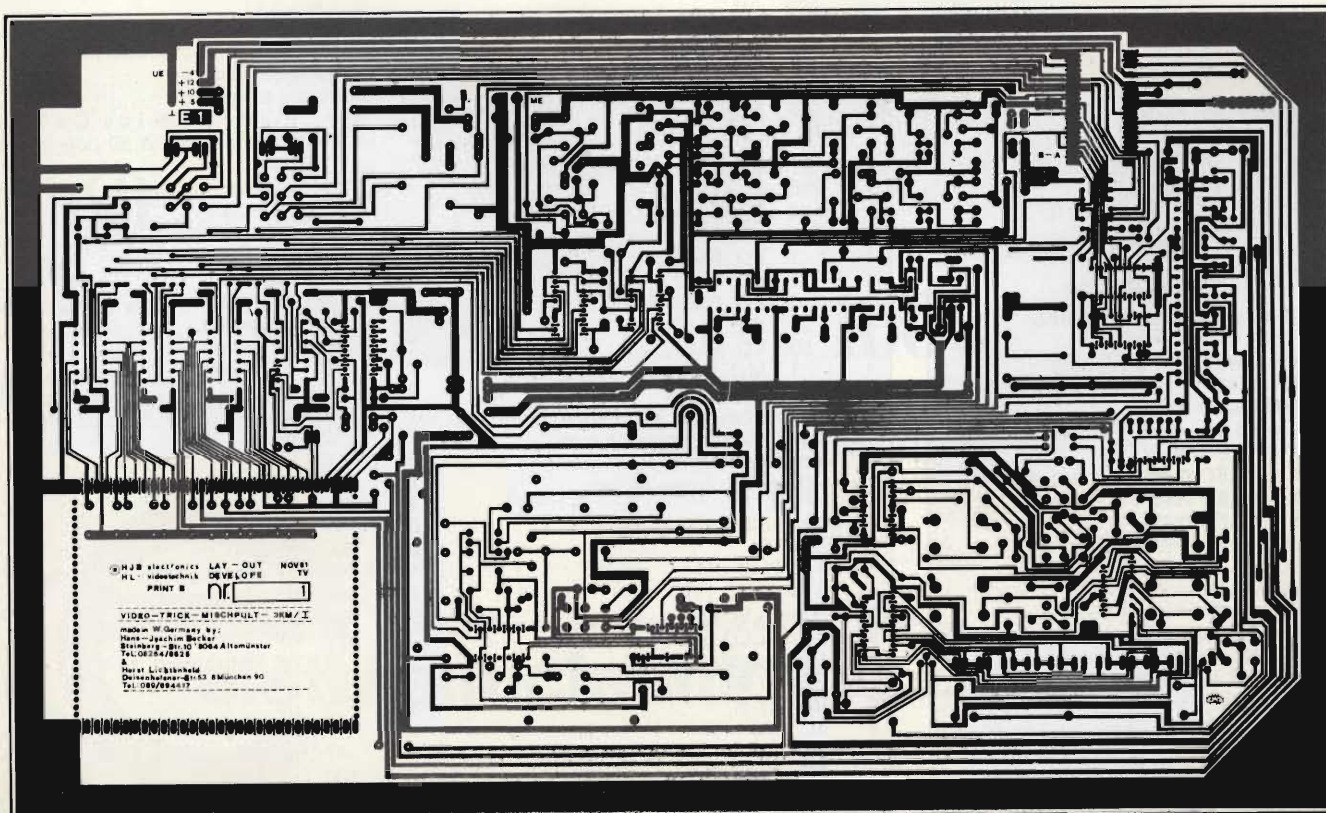



Fig. 8 - Disposizione dei componenti sulla basetta A, che contiene le sezioni A, B, D ed E dello schema. L'indicazione sul pannello avviene mediante contatto al regolatore di miscelazione 3. ▶

Fig. 9 - Il circuito stampato B riunisce le restanti sezioni del circuito del banco di regia. Anche questo disegno è ridotto in scala 1:2. ▼

ELENCO DEI COMPONENTI PER IL C.S. A

Resistenze:

1	75 Ω/1 W
2	75 Ω/¼ W
3	180 Ω
1	270 Ω
1	560 Ω
8	680 Ω
9	1 kΩ
2	1,5 kΩ
1	2,2 kΩ
2	2,7 kΩ
1	3,9 kΩ
4	4,7 kΩ
2	6,8 kΩ
1	8,2 kΩ
8	10 kΩ
4	22 kΩ
1	33 kΩ
1	39 kΩ
2	47 kΩ
1	68 kΩ
6	100 kΩ
1	150 kΩ

Trimmer (coricati) e potenziometri

1	1 kΩ, RM 5
2	5 kΩ, RM 7,5
1	10 kΩ, RM 5
3	50 kΩ, RM 7,5
2	100 kΩ, RM 7,5
7	spine lunghe
2	potenziometri stereo a cursore da 1 kΩ, lineari, corsa 58 mm
1	potenziometro a cursore mono, da 1 kΩ lineare, corsa 58 mm

Condensatori:
I condensatori contrassegnati da "Stab" servono al filtraggio della tensione di alimentazione: essi non appaiono sullo schema, ma sono riportati sulla disposizione dei componenti.

1	60 pF Trimmer
1	60 pF
1	33 nF
1	47 nF
3	100 nF
7	100 nF ceram.; Stab.
2	10 μF elettrolitici, 16 V
6	68 μF (oppure 100 μF)
1	100 μF
4	100 μF Stab.
1	470 μF
1	1000 μF Stab.
2	1000 μF
1	0,22 μF + 220 Ω (condensatore antidisturbo)

Semiconduttori, C.I. e zoccoli:

2	1 N 4148
1	5 mm LED rosso
1	5 mm LED verde
2	5 mm LED gialli
1	5 mm LED bicolore rosso + verde
4	3 mm LED rossi
3	3 mm LED gialli
4	BC 107 B
2	BC 177 B
3	BC 548 B
1	BC 558 B
1	BF 199
1	40 673
1	alette di raffreddamento
1	CD 4066
1	SN 74 C 909
1	SN 74 C 221

basette C, D ed F: si tratta di tasti tipo macchina da scrivere, provvisti di LED interno. Il circuito è piuttosto complesso e perciò è stato predisposto un elenco dei componenti separato per ogni basetta.

La commutazione POS-NEG-SHA-CON avviene mediante un commutatore rotativo, da collegare alla basetta secondo lo schema riportato in *figura 17*. Il valore del trimmer potrà essere di 220 oppure 250 Ω. Le resistenze di caduta dei LED potranno anche essere di 330 Ω (con alimentazione di +5 V). Il cablaggio delle prese esterne e delle morsettiere di raccordo appare chiaro dalla *figura 18*.

Poichè non è possibile trovare in commercio un mobiletto già pronto per questo apparecchio, il campione costruito dagli Autori (*figura 19*) è stato montato impiegando angolari di alluminio di varie misure. Lo schizzo della *figura 20* mostra in modo schematico la composizione del mobile: il disegno si deve considerare un semplice suggerimento e perciò non appaiono quote. L'esecuzione meccanica dipende anche dall'impiego previsto.

Il pannello frontale, che in questo ca-

ELENCO DEI COMPONENTI PER IL C.S. B

Resistenze:

2	180 Ω/¼ W
1	220 Ω
7	270 Ω
6	330 Ω
2	560 Ω
5	820 Ω
11	1 kΩ
6	1,5 kΩ
1	2,2 kΩ
2	2,7 kΩ
7	3,9 kΩ
2	4,7 kΩ
6	6,8 kΩ
29	10 kΩ
6	22 kΩ
7	27 kΩ
2	33 kΩ
2	39 kΩ
5	47 kΩ
3	68 kΩ*
3	100 kΩ
1	220 kΩ
3	470 kΩ
8	1 MΩ
1	4,7 MΩ
1	10 MΩ

* Eventualmente trimmer da 100 kΩ

Trimmer (coricati) e potenziometri:

2	250 Ω, RM 7,5
2	500 Ω, RM 7,5
1	1 kΩ, RM 5
1	1 kΩ, RM 7,5
1	2,5 kΩ, RM 7,5
1	10 kΩ, RM 7,5
4	25 kΩ, RM 7,5
2	50 kΩ, RM 7,5
1	1 MΩ, RM 7,5
14	14 spine lunghe
1	potenziometro a cursore mono da 1 kΩ lineare, corsa 58 mm
4	potenziometri a cursore mono da 47 kΩ lineari, corsa 38 mm

Semiconduttori, C.I. e zoccoli:

12	1 N 914
16	1 N 4148
1	5 mm LED verde
2	5 mm LED rosso + verde
9	3 mm LED giallo
10	LED quadrato, giallo
10	BC 107 B
6	BC 177 B
1	TL 710
2	TL 810
1	CD 4052
3	CD 4066
2	SN 74 121
1	SN 74C221
2	SN 74 LS 107
3	SN 74 LS 175
1	SN 74S02
2	SN 74C02
2	SN 74C14
1	SN 74S86
1	UAA 170
5	zoccoli DIL ad 8 piedini
11	zoccoli DIL a 14 piedini
6	zoccoli DIL a 16 piedini
	(1 zoccolo DIL a 24 piedini) vedi testo
	(1 spina DIL a 24 piedini) vedi testo
1	spina DIL ad 8 piedini (alimentazione dalla basetta N1)

Commutatori, prese e parti meccaniche:

5	deviatori a levetta bipolari
1	deviatore a levetta bipolare (non montato sul c.s.)
1	commutatore a levetta con tre contatti di scambio ed uno in apertura
2	terminali a saldare
2	linguette a saldare
16	terminali a molla (per i c.s. C e D)
2	connettori marginali a 30 poli (per il c.s. F)
1	presa per inserzione diodi a 5 poli (non si trova sul c.s.)

Condensatori:

1	7,5 pF ceram.
1	18 pF ceram.
1	50 pF ceram.
1	56 pF ceram.
1	470 pF ceram.
2	1 nF
1	1,5 nF
2	2,2 nF
2	6,8 nF
1	10 nF
1	15 nF
6	47 nF
2	100 nF
12	100 nF ceram.; Stab.
1	150 nF
9	330 nF
2	470 nF
1	1 μF elettrolitico, 16 V
1	4,7 μF
3	10 μF
1	47 μF
4	47 μF Stab
4	100 μF Stab
1	1000 μF Stab

Oscilloscopi Gould la qualità che diventa tradizione

2 ANNI DI GARANZIA

Il nuovo oscilloscopio **OS300** è la più recente conferma dell'impegno e della tradizione GOULD: costruire oscilloscopi di alta qualità ed elevata affidabilità a prezzi contenuti. Derivato dal modello OS255, best seller degli oscilloscopi da 15 MHz, il nuovo OS300 offre prestazioni ancora più spinte: □ banda passante **DC-20 MHz** □ elevata sensibilità **2 mV/cm** su entrambi i canali □ schermo 8x10 cm con nuovo fosforo ad alta luminosità □ sincronismo TV automatico □ somma e differenza dei canali □ base dei tempi variabile da 50 ns/cm a 0,2 sec/cm □ x-y □ leggero (5,8 Kg) e compatto (140x305x460 mm).

20 MHz

Lire 895.000* completo di 2 sonde - consegna pronta

Il modello **OS3500** offre una banda passante **DC-60 MHz** e sensibilità **2 mV/cm** su tutta la gamma □ ha **tre canali d'ingresso** con trigger-view □ trace separation □ doppia base dei tempi □ trigger hold-off □ multimetro opzionale DM3010

60 MHz

Il modello **OS3600** offre prestazioni eccezionali che lo pongono ai livelli più elevati della sua categoria: banda passante **DC-100 MHz** □ 3 canali d'ingresso con trigger-view □ trace separation □ sensibilità 2 mV/cm □ 16 KV EHT □ doppia base dei tempi □ trigger hold-off □ multimetro opzionale DM 3010 per misure accurate di ampiezza, intervalli di tempo e frequenza.

100 MHz

Tutti i modelli hanno consegna pronta e sono garantiti 2 anni

una gamma completa di strumenti elettronici di misura

elettronucleonica s.p.a.

MILANO - Piazza De Angeli, 7 - tel. (02) 49.82.451
ROMA - Via C. Magni, 71 - tel. (06) 51.39.455

*Gennaio 83 - Pag. alla consegna, IVA esclusa, 1 Lgs=Lire 2.100 ±2%

elettronucleonica S.p.A. SE - 2/83

Desidero

□ maggiori informazioni su gli Oscilloscopi Gould modello ____________

□ avere una dimostrazione degli Oscilloscopi Gould modello ____________

Nome e Cognome ____________

Ditta o Ente ____________

Indirizzo ____________

ADW studio

Fig. 10 - Componenti da montare sul circuito stampato B, che comprende le sezioni C, F, G, H ed I dello schema. I valori del trimmer da 220 Ω potranno anche essere di 250 Ω, mentre quelli da 47 kΩ potranno anche essere da 50 kΩ. E' possibile inoltre sostituire le resistenze di limitazione dei LED (270 Ω) con altre da 330 Ω.

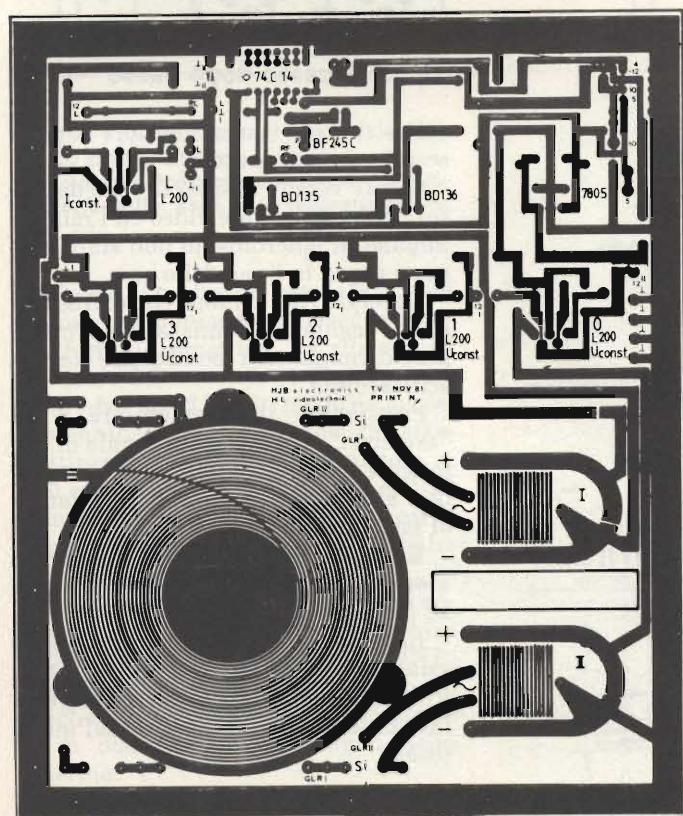



Fig. 11 - Il circuito stampato N1 dell'alimentatore contiene anche gli alimentatori per tre telecamere esterne ed un caricabatterie; anche qui la serigrafia è in scala ridotta.

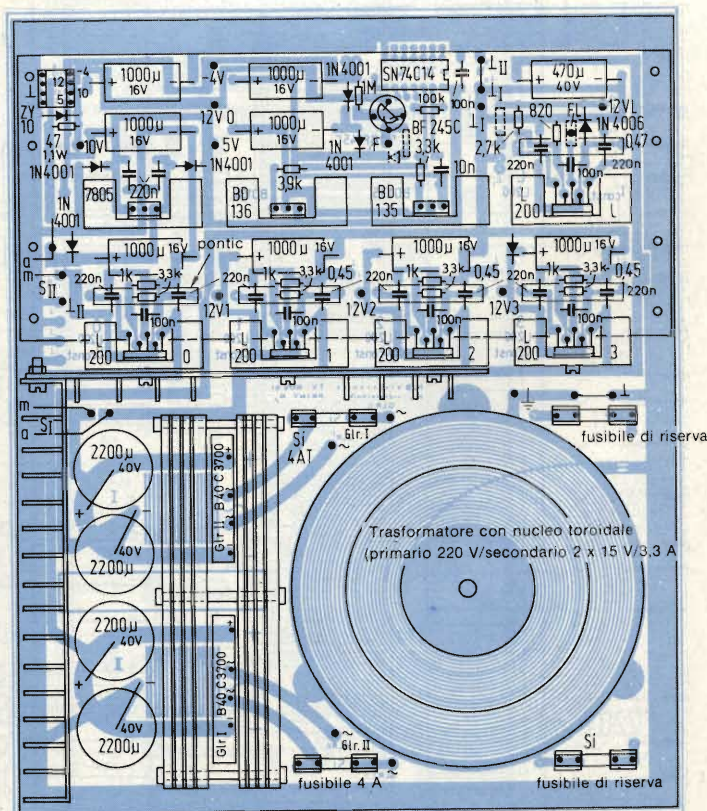



Fig. 12 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato N1 (alimentatore). A seconda delle necessità di alimentazione delle telecamere, si potrà eventualmente tralasciare il montaggio della sezione I.

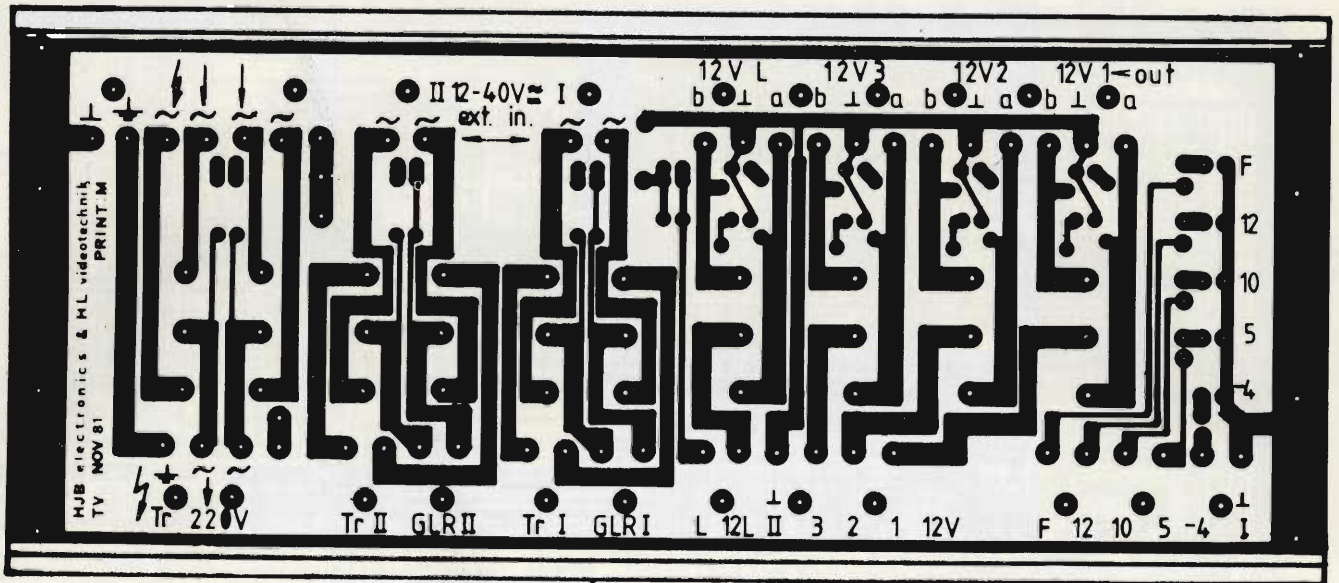
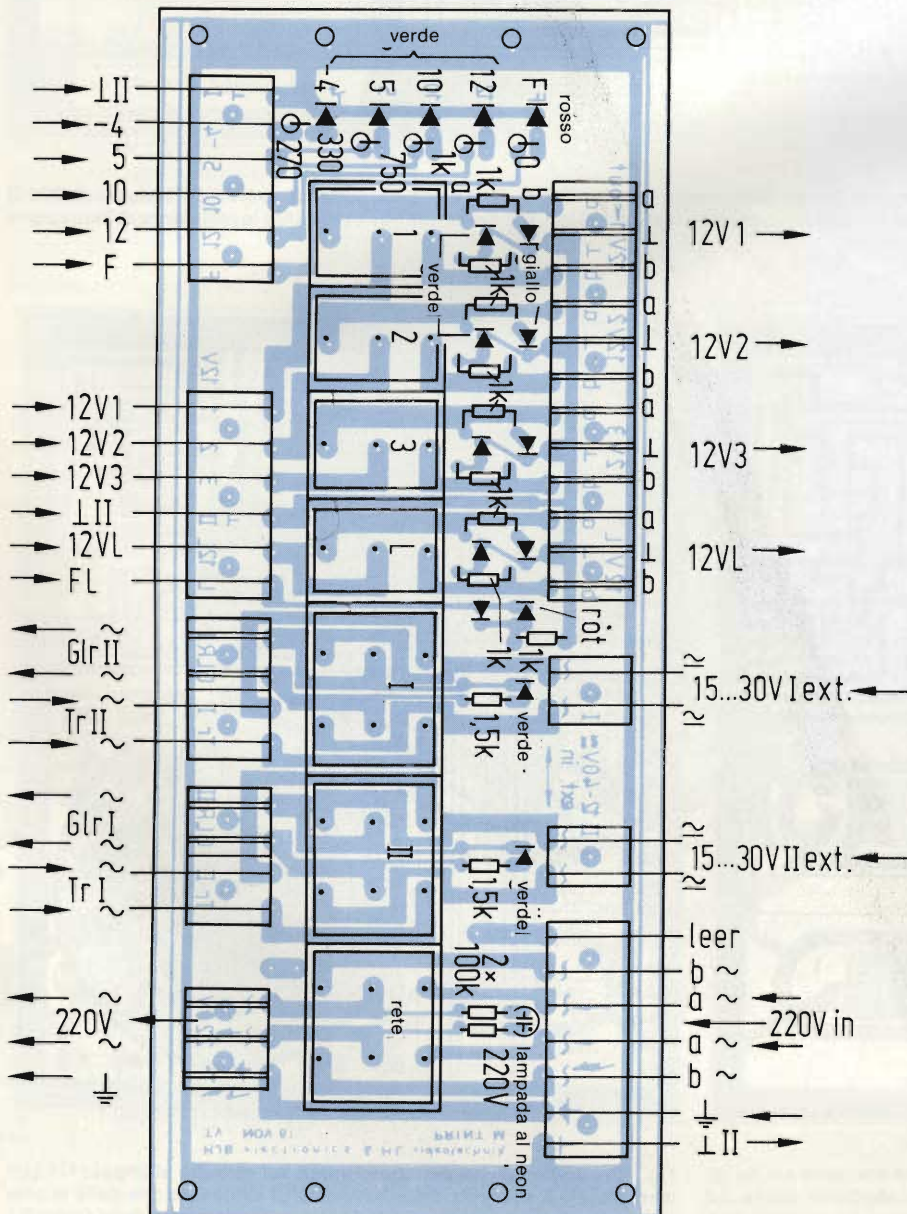



Fig. 13 - La basetta stampata N2 contiene i commutatori e le spie luminose dell'alimentatore: essa viene montata mediante distanziali al di sopra della basetta dell'alimentatore.

so forma anche la copertura superiore, deve essere provvisto di tutte le forature e di tutte le scritte necessarie per i diversi elementi di servizio. La *figura 21* è una rappresentazione in scala del pannello anteriore: dalla medesima figura si possono rilevare anche i punti di taratura. Praticando sul coperchio dei fori per il passaggio di un cacciavite, la taratura potrà essere eseguita anche a scatola chiusa.

Taratura passo dopo passo

Posizionare il commutatore S della sezione A su "taratura".

Girare verso l'alto R7 (livello del nero) finchè il segnale video ed i relativi impulsi di sincronismo non siano disposti sopra la linea dello zero.

Regolare R22 in modo che al fine corsa del regolatore di missaggio l'immagine divenga nera (controllare con l'oscilloscopio).

Posizionare il commutatore S su "esercizio", applicare il segnale di immagine luminosa all'ingresso 1 e portare al finecorsa inferiore il regolatore di missaggio.

Regolare R1 in modo da ottenere lo stesso livello di luminosità che si aveva in precedenza.

Regolare con R6 l'ampiezza del segnale di uscita video V_{pp} ad 1 V. C1 ha influenza sulla banda passante (regolare osservando l'immagine sul monitore).

Fig. 14 - La disposizione dei componenti sul circuito stampato N2. La basetta andrà montata in modo che i comandi possano essere azionati dal pannello frontale.

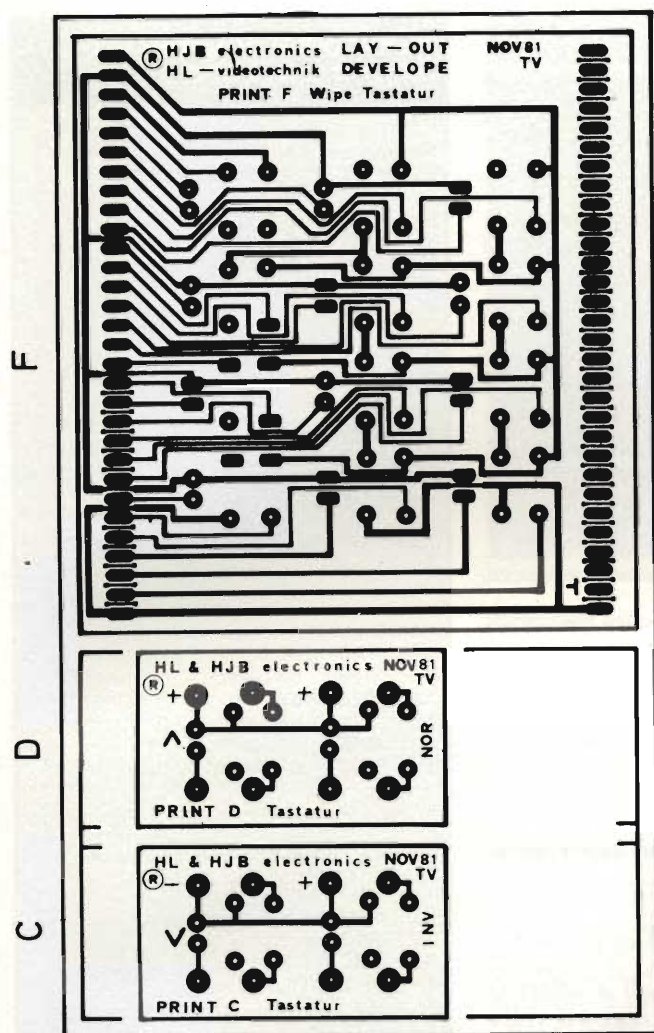



Fig. 15 - I commutatori ed i pulsanti hanno altezze diverse e perciò, per facilitare il montaggio meccanico, sono consigliabili queste diverse basette. Esse sono rappresentate in scala 1:1.

▲ **Fig. 16 - Disposizione dei componenti sulle basette C, D ed F.**

R8 ed R11 andranno regolate fino ad ottenere tensioni a dente di sega di ottima forma geometrica, da rilevare al collettore del successivo transistore; regolare poi R9 ed R11 in modo da mettere a punto le tensioni paraboliche all'emettitore del successivo transistore.

Si regoleranno R15, R16, R17 ed R20 in modo da ottenere forme d'onda corrispondenti al diagramma degli impulsi di figura 4 (prima parte).

R10 ha effetto sulla luminosità in posizione SHA e CON (bianco), mentre R13 ce l'ha sul nero in posizione LINE.

R19 regola il rapporto tra le porzioni di schermo occupate dalle due immagini in dissolvenza agli angoli dello schermo.

Si regolerà ora R3 in modo che il relativo monostabile produca un impulso un poco più lungo dell'intervallo di cancellazione verticale. Si determinerà poi con R2 la velocità di scorrimento

POSIZIONE DEL COMMUTATORE

SEGMENTO	NEG	POS	SHA	CON
I	a	a	b	b
II	a	b	ø	ø
III	ø	ø	c	ø
IV	d	d	e	e
V	ø	ø	ø	f
VI	LED 1	LED 2	LED 3	LED 4

CONTATTI

Fig. 17 - Per la commutazione di POS-NEG-SHA-CON è stato previsto un commutatore rotativo, da collegare secondo lo schizzo qui rappresentato.

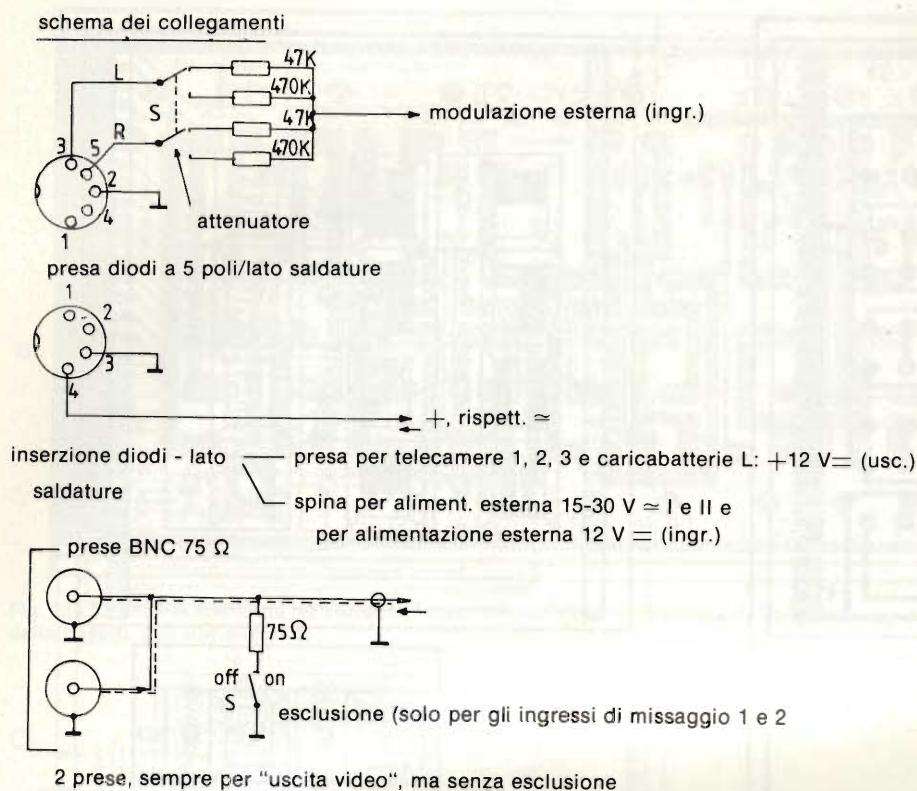



Fig. 18 - Collegamento dei diodi e delle prese BNC, compresa la disposizione degli allacciamenti.

lento dell'immagine proveniente dall'ingresso 3, con il commutatore "Roll Up" inserito. Nel normale esercizio occorre stare attenti che all'ingresso 1 sia sempre collegata una sorgente di segnale video, perchè altrimenti la sezione ad impulsi dell'apparecchio non può funzionare.

I componenti ui "taratura individuale" (56 pF, 100 k nella sezione I, sopra IC1) potranno in genere essere tralasciati; se però si incontrano difficoltà nella messa a punto, a causa delle tolleranze dei componenti, si potranno saldare il condensatore e la resistenza sul lato rame del circuito stampato B: i valori forniti sono esclusivamente indicativi.

L'azionamento è facile

Due sorgenti di segnali a colori si potranno collegare agli ingressi video 1 e 2, mentre all'ingresso 3 si potrà applicare una telecamera in bianco e nero per la sovrapposizione o l'inserzione di titoli o figure.

Tutti i segnali entrano nel prototipo tramite due prese collegate in parallelo, così che è possibile trasferirli direttamente ad un monitore video per un controllo preliminare. Non volendo montare la seconda presa, si dovrà chiudere l'ingresso video con una resistenza da 75 Ω mediante un commutatore.

Occorre ricordare che all'ingresso 1

ELENCO DEI COMPONENTI PER I C.S. N1 ED N2

Resistenze (N1):
1 0,32 Ω/5 W (a seconda del bisogno)
5 0,45 Ω/5 W
1 47 Ω/1 W
1 820 Ω/¹/₄ W
4 1 kΩ/¹/₄ W
1 2,7 kΩ/¹/₄ W
4 3,32 kΩ/1 W
2 3,9 kΩ/¹/₄ W
1 1 MΩ/¹/₂ W

Resistenze (N2):
1 270 Ω/¹/₄ W
1 330 Ω/¹/₄ W
1 750 Ω/¹/₄ W
10 1 kΩ/¹/₄ W
2 1,5 kΩ/¹/₄ W
2 100 kΩ/¹/₄ W

Condensatori:
1 10 nF
6 100 nF ceram.
12 220 nF
1 470 μF elettrolit. 40 V
8 1000 μF elettrolit. 16 V
4 2200 μF elettrolit. 40 V

Semiconduttori, C.I. e zoccoli (N1):
1 ZY 10 (diodo zener 10 V)
5 1 N 4001
4 1 N 4006
2 diodi da 4 A (a seconda del fabbisogno)
2 B 40/C 3700
1 BF 245 C!
1 BD 135
1 BD 136
SN 74C14
1 zoccolo DIL a 14 piedini
1 zoccolo DIL ad 8 piedini
1 spina DIL ad 8 piedini
Alimentazione del c.s. B
1 7805
5 L 200

LED (N2):
6 5 mm verde
1 rosso, triangolare
1 3 mm rosso
5 3 mm verdi
4 3 mm gialli

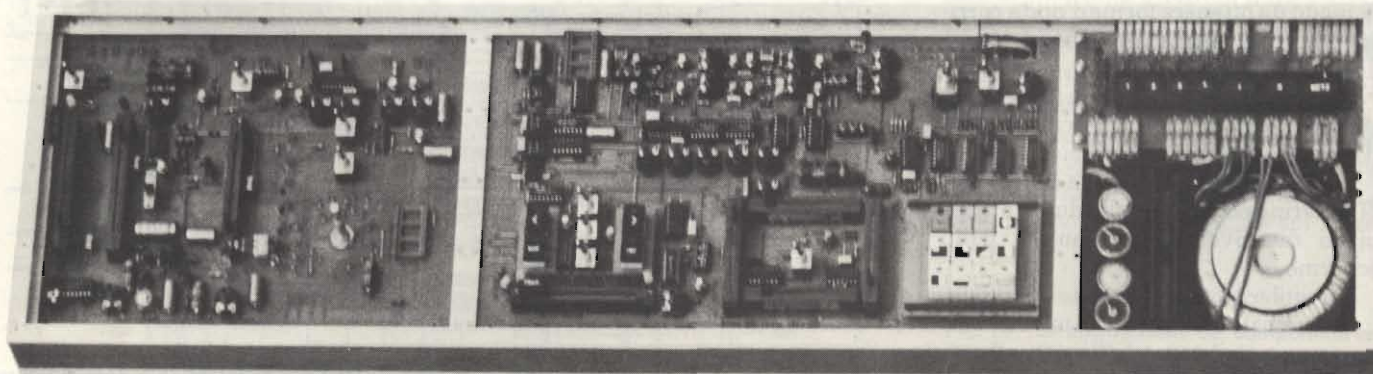



Fig. 19 - Prototipo costruito dagli Autori, presentato allo stand della Franzis-Verlag alla Hobbytronic di Dortmund.

Commutatori, prese e parti meccaniche:

1 trasformatore con nucleo toroidale: primario 220 V, second. 2 x 3,33 A, produz. Polytronic GmbH, Monaco, numero d'ordine: 810037
1 kit di montaggio del trasformatore (se non compreso nella confezione)
4 fusibili da 4 A
8 clips portafusibili
3 deviatori bipolari Marquardt: Bürklin 11 G 252
4 deviatori unipolari Marquardt: Bürklin 11 G 248
37 spinotti a saldare
19 linguette a saldare

Connettori marginali per il c.s. (N2)

12 spine a 12 poli
2 spine a 3 poli
1 spina a 7 poli
1 spina a 9 poli
6 prese a 2 poli
1 presa a 3 poli
3 prese a 4 poli
2 prese a 6 poli
1 presa a 7 poli
8 dissipatori per TO-220, esecuzione pesante!!
2 dissipatori per raddrizzatori (vedi disposizione dei componenti)
2 dissipatori termici (per la posizione vedi disposizione dei componenti per il c.s. N1)
2 commutatori a levetta bipolari, 2 A, 12 V, non montati sul c.s.
1 presa da incasso a 220 V con fusibile e tre morsetti
2 fusibili 220 V/0,8 A rit.
1 cordone di rete
4 prese per diodi a 4 poli
4 spine per diodi a 4 poli

ELENCO DEI COMPONENTI PER I C.S. C, D ED F

Commutatori, prese e parti meccaniche:

2	tasti neri con LED giallo	c.s. C
8	spinotti a saldare	
2	tasti neri con LED giallo	c.s. D
8	spinotti a saldare	
1	tasto rosso con LED rosso	
1	tasto giallo con LED giallo	c.s. F
9	tasti bianchi con LED giallo	
2	connettori a spinotti a 30 poli	

deve sempre essere presente un segnale video, perchè da tale ingresso vengono prelevati i segnali di sincronismo da mandare all'uscita: il segnalatore SYNC-LED indica appunto la presenza di un segnale all'ingresso 1.

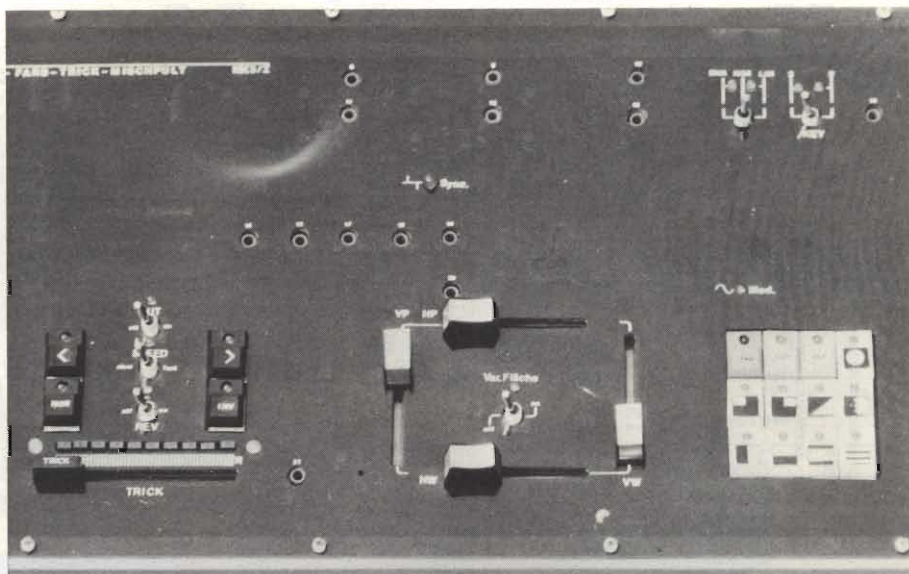
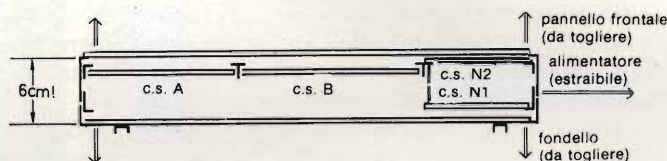
I segnali d'ingresso miscelati si ritroveranno miscelati all'uscita video. L'uscita monitor mette a disposizione il medesimo segnale, ma permette anche un controllo della luminosità delle immagini scelte per la dissolvenza o la sovrapposizione. Si potra così predisporre l'effetto di dissolvenza, che in seguito si manderà all'uscita principale.

Particolare del pannello nel quale sono riportati gli effetti speciali ottenibili.

Fig. 20 -

Per una commutazione in dissolvenza tra la telecamera 1 e la 2 si deve azionare il tasto FAD in modo che il LED si accenda. Il segnale dell'effetto di sovrapposizione scelto in precedenza lampeggerà; una nuova pressione del tasto FAD spegnerà il LED FAD, mentre il LED WIPE resterà acceso in permanenza.

Nel funzionamento in dissolvenza incrociata si potranno sovrapporre gradualmente le immagini regolando i potenziometri di missaggio 1 e 2. Poichè i regolatori operano in senso contrario, uno spostamento di conserva delle levette garantirà che l'effetto si svolga nel modo prescritto. Per la semplice scomparsa dell'immagine, basterà soltanto chiudere il regolatore aperto.

Il segnale dell'ingresso 2 potrà essere miscelato a scelta, mediante un commutatore rotativo, in positivo, in negativo, come immagine sovrapposta oppure contornata (commutatore SHA-NOR-LIN in posizione SHA).

Il commutatore che sta sopra al regolatore di missaggio 1 può collegare il secondo regolatore di missaggio all'ingresso 1: così è possibile far apparire più buie le parti delle immagini predisposte mediante WIPE od addirittura cancellarle del tutto (effetto "spotlight" o riflettore).

Il regolatore di missaggio 3 è commutabile su due ingressi, ai quali si potranno collegare per esempio un generatore chroma-key oppure una titolatrice. L'ingresso 3 potrà essere normale, lampeggiante oppure scomparente in alto ed in basso (effetto nebbia) e potrà essere comunque sovrapposto alle immagini degli altri ingressi. Per miscelazioni senza dissolvenza si dovrà escludere il tasto FAD (LED spento). Tutti gli altri tasti hanno funzioni che si escludono a vicenda. La pressione di CUT provocherà la sostituzione dei segnali nell'intervallo di spegnimento usando i tasti NOR-INV. Con i cursori di missaggio 1 e 2 si potranno regolare i livelli dei rispettivi segnali d'ingresso.

Azionando inoltre il commutatore "superficie variabile" si potrà inserire con i potenziometri a cursore VP, VW, HP ed HW una superficie all'interno dell'immagine entro la quale apparirà l'informazione video proveniente da un altro ingresso:

VP = *Posizione verticale*
VW = *Altezza*
HP = *Posizione orizzontale*
HV = *Larghezza*

La posizione KEY permetterà di commutare l'ampiezza di un segnale video tra gli ingressi 1 e 2. Mediante il selettore KEY si potrà scegliere come immagine principale il segnale dell'in-

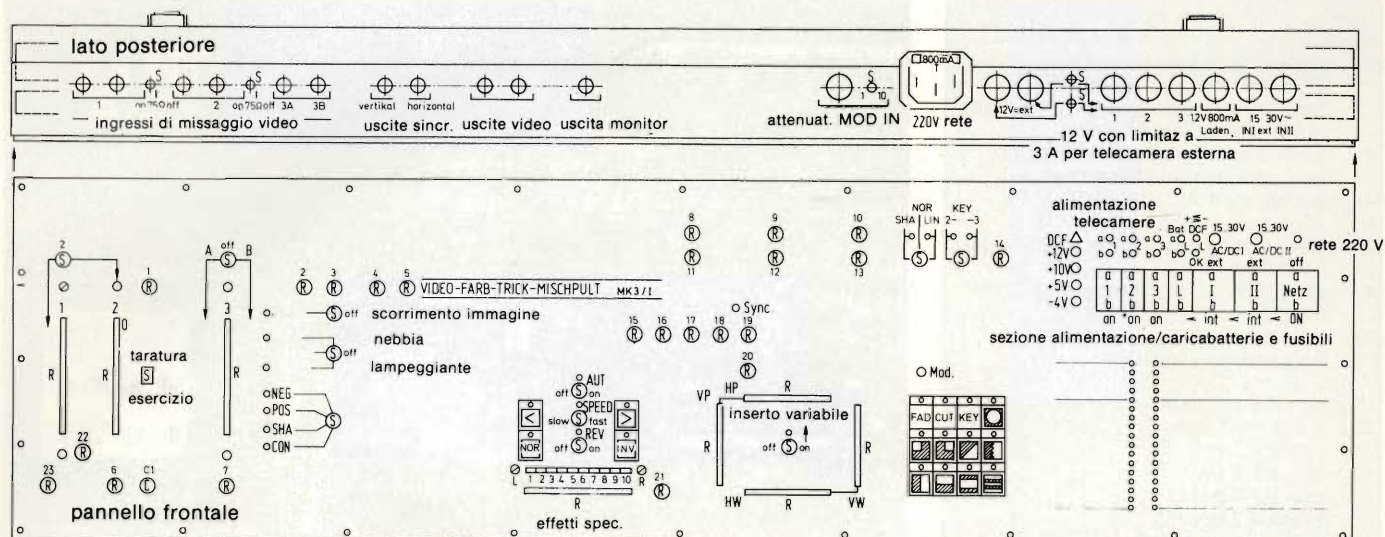



Fig. 21 - Rappresentazione in scala ridotta del pannello frontale, dalla quale si possono ricavare tutti i punti di regolazione e di taratura.

gresso 2 (key interno) oppure quello dell'ingresso 3 (key esterno). Con il key interno si potranno, per esempio, inserire immagini di persone su uno sfondo qualsiasi (per esempio farle volare al di sopra dei tetti cittadini); si può infatti anche scegliere la posizione dell'immagine entro la quale effettuare l'inserzione, usando la regolazione a superficie variabile. Tramite il key esterno sarà possibile l'inserzione di titoli oppure l'effetto di chroma-key. Il segnale chroma potrà essere prelevato da una telecamera RGB (tricromica) oppure da un monitore.

I tasti WIPE permetteranno di ottenere un'immagine ad effetto speciale con separazioni nette. Se il commutatore SHA-NOR-LIN è in posizione LIN, le due immagini saranno separate da una banda nera orizzontale. La linea di separazione delle immagini potrà essere modulata anche da una musica ed il relativo segnale verrà applicato all'ingresso di modulazione. Per inserire la modulazione occorre premere il pulsante WIPE prescelto per più di due secondi. La pressione di un tasto per un tempo minore escluderà nuovamente la modulazione (l'indicazione avverrà tramite il LED MOD).

Il regolatore degli effetti speciali servirà a scegliere la grandezza o la posizione dell'inserto WIPE. Il commutatore "automatico" esclude il regolatore degli effetti speciali. Si potrà ora, mediante due tasti, passare automaticamente da una posizione all'altra; il tasto SPEED permette la scelta tra due diverse velocità. I tasti NOR-INV permettono la commutazione tra gli ingressi 1 e 2. Se il commutatore REV è inserito, i NOR-INV non commuteranno più le sorgenti d' immagine, ma le posizioni terminali degli inserti WIPE (regolatore degli effetti speciali invertito).

La commutazione di NOR-INV, in funzionamento REV ed in una qualsiasi delle posizioni terminali del regolatore degli effetti speciali, dà la possibilità di far scorrere le immagini sempre nella medesima direzione.

Il posizionamento dell'inserto WIPE, sia a mano che automatico, è indicato da una serie di LED disposti in fila. I LED bicolori indicano inoltre a quale delle posizioni terminali siano più vicini i cursori degli ingressi 1 e 2 (verde = ingresso 1, rosso = ingresso 2).

La pratica necessaria all'azionamento del banco di regia potrà essere fatta nel modo migliore "giocando" con l'apparecchio e controllando le numerose variazioni possibili. ■

Sony: investimenti dimezzati

La società giapponese ha reso noto di prevedere per l'esercizio che terminerà alla fine del prossimo ottobre un dimezzamento degli investimenti: il valore dovrebbe scendere a 60 miliardi di yen dai 112 miliardi di yen (ogni yen vale 5,7 lire circa) della precedente gestione. La diminuzione viene spiegata con il prolungamento della fase recessiva che ha fatto calare la propensione ai consumi.
Nell'esercizio fiscale 1981 la Sony aveva destinato ad investimenti 98,1 miliardi di yen e l'anno prima 48,7 miliardi di yen.

VTR: la Philips riduce i prezzi

La Philips ha ridotto da 3095 a 2495 fiorini olandesi il costo del suo più economico videoregistratore a cassette della serie V2000. La misura si è resa necessaria per l'eccessiva disponibilità di prodotti generata da una abbondante capacità di produzione in rapporto alle capacità di assorbimento del mercato, che pure registra un buon sviluppo. La Philips valuta la produzione giapponese del 1982 in 14 milioni di VTR nonostante che le stime di fonte giapponese parlino di "soli" 12,2 milioni di pezzi. La produzione mondiale di videoregistratori viene complessivamente valutata in 15 milioni di unità a fronte di una domanda di neanche 12 milioni di apparecchi. Insieme Philips e Grundig ne producono circa un milione.

TARATURA AUTOMATICA DEL PUNTO DEL NERO NEI CINESCOPI A COLORI

di L. Cascianini - Philips - Elcoma

I costruttori di televisori a colori e quelli dei componenti cercano di semplificare sempre più le operazioni di collaudo di questi apparecchi. L'introduzione nel chip dell'integrato demodulatore del colore TDA 3562A di circuiti che provvedono alla taratura automatica del punto del nero dei tre fasci è l'ultima novità in questo settore.

Fig. 1 - Principio di funzionamento del sistema di taratura automatica del punto d'interdizione dei cannoni del cinescopio. I circuiti di questo sistema sono stati incorporati nel chip dell'integrato TDA 3562 A, che provvede alla decodifica completa del segnale di crominanza. Lo schema prevede per semplicità la misura della corrente di fascio (e la relativa taratura) di un solo cannone. Ovviamente, gli anelli di regolazione come quello indicato devono essere tre. Il condensatore esterno CD memorizza la tensione continua di correzione da sommare a quella propria del segnale video allo scopo di ottenere la regolazione desiderata.

Una delle caratteristiche più importanti di un televisore a colori è la seguente: nel caso non si riceva il segnale di una trasmissione a colori oppure nel caso in cui venga bloccato dall'utente il canale della crominanza del ricevitore, lo schermo del cinescopio deve apparire bianco oppure con tutte le tonalità di grigi, in corrispondenza di tutti i valori possibili che può assumere il segnale di luminanza.

Ovviamente, questa condizione può essere soddisfatta se le correnti di fascio dei tre cannoni stanno in un rapporto ben definito tra loro. A causa però delle tolleranze dei componenti dei circuiti e di quelle dei cannoni del cinescopio, questa condizione (e cioè un rapporto ben preciso tra i fasci) non viene ottenuta automaticamente al momento della costruzione del televisore ma occorre realizzarla in fase di collaudo mediante opportune messe a punto *esterne*. In particolare, due sono i punti delle curve caratteristiche di pilotaggio dei tre cannoni che mediante operazioni di taratura devono esattamente coincidere quando i tre cannoni vengono pilotati da un segnale di luminanza, e cioè:
1) il punto in corrispondenza del qua-

Decodificatore del segnale di crominanza realizzato con l'integrato TDA 3562 A. All'ingresso viene applicato il segnale video composto (luminanza + crominanza); all'uscita sono disponibili i segnali dei colori primari R G B da applicare direttamente ai tre catodi del cinescopio. (Prototipo di laboratorio della Philips-Elcoma).

le la corrente di fascio di ciascun cannone viene pressocchè annullata

2) il punto in corrispondenza del quale la corrente di fascio di ciascun cannone assume un valore relativamente elevato.

Nel primo caso, le correnti di fascio sono di così piccolo valore che lo schermo del cinescopio praticamente appare nero.

Questa taratura (e cioè la coincidenza dei tre punti d'interdizione dei fasci) può essere realizzata variando:

a) le tensioni di griglia schermo dei cannoni del cinescopio oppure
b) variando il livello della componente continua dei tre segnali di pilotaggio dei cannoni del cinescopio. Il sistema di messa a punto automatica del punto d'interdizione dei tre fasci incorporato nel chip del TDA 3562 A impiega questo secondo sistema.

Questa operazione è chiamata comunemente *messa a punto del nero.*

La seconda condizione tendente a fare apparire bianco lo schermo del cinescopio in corrispondenza di valori abbastanza elevati della corrente dei tre fasci si realizza regolando opportunamente l'amplificazione dei tre stadi finali dei colori primari R G B in maniera da ottenere immagini con bianco esente da colorazioni spurie. Questa operazioni è chiamata normalmente *messa a punto del bianco.*

Le suddette operazioni di messa a punto richiedono come si vede opportuni sistemi di regolazione (solitamente trimmer) che si trovano *al di fuori* dell'integrato, ed assorbono evidentemente un considerevole tempo in sede di messa a punto del televisore.

È questo il motivo per cui almeno la messa a punto del nero si è cercato di realizzarla in modo del tutto automatico e durevole nel tempo incorporando opportuni circuiti nel chip stesso dell'integrato demodulatore TDA 3562 A.

Principio di funzionamento del sistema di regolazione automatica del punto di interdizione dei tre cannoni

La messa a punto automatica dei punti di interdizione dei fasci incorporata nel chip dell'integrato TDA 3562 A è un sistema dinamico, funzionante cioè in maniera continuativa, attuato mediante una serie di impulsi che misurano la corrente dei tre fasci uno dopo l'altro, in istanti in cui non è presente l'immagine.

Il sistema essenzialmente funziona in questo modo:

In successivi intervalli di tempo in cui non compare l'immagine (per esempio subito dopo la cancellazione verticale) si provvede a misurare la corrente di catodo (o corrente di fascio) di ciascun cannone prodotta da un determinato livello di segnale (detto livello artificiale del nero). La corrente di catodo (o di fascio) di ciascun cannone così misurata viene confrontata con un valore standard fisso, corrispondente alla *corrente di oscurità* desiderata, prodotto all'interno dell'integrato. Dal confronto tra questo valore fisso interno di corrente di fascio e il valore reale misurato, viene ricavata una tensione continua che verrà aggiunta, a seconda delle esigenze, alla componente continua propria dei tre segnali video applicati ai tre stadi finali R G B, riregolando in questo modo le relative correnti di catodo in maniera tale che le differenze tra valore fisso standard e valore reale vengono ridotte a poco a poco fino a scomparire del tutto (coincidenza dei punti di interdizione dei tre cannoni).

Questa tensione continua di regolazione, ricavata come già detto, in assenza di immagine, viene "memorizzata" in una capacità C_D, e sarà quindi disponibile anche al di fuori del tempo in cui è stata ricavata; di conseguenza, lo spostamento del livello in continua dei segnali di comando degli stadi finali (necessario per la messa a punto del nero) potrà essere effettuato durante il tempo in cui è presente l'immagine, e questo in definitiva, è quello che è richiesto per realizzare la cosidetta messa a punto del nero.

Riassumendo, la sequenza delle operazioni previste da questo sistema di allineamento automatico dei punti di interdizione dei tre cannoni è la seguente:

1) misura, scaglionata del tempo, della corrente di catodo di ciascun cannone durante un tempo in cui non è presente l'immagine
2) confronto di queste correnti di catodo così misurate con un unico valore fisso corrispondente al valore che dà il punto di interdizione dei fasci desiderato.
3) trasformazione di una eventuale differenza tra le correnti di catodo misurate e quella nominale del nero in una corrispondente componente continua
4) applicazione di queste tre componenti continue ai tre segnali di pilotaggio del cinescopio allo scopo di far coincidere i rispettivi punti di interdizione dei fasci.

I circuiti richiesti per realizzare questo sistema di regolazione saranno essenzialmente: un circuito "gated" per la misura delle correnti di catodo, una sorgente per la tensione di riferimento del nero, un amplificatore differenziale e uno stadio sommatore. Questi circuiti sono stati realizzati in forma integrata e incorporati nel chip del TDA 3562 A, per cui per la taratura del punto di interdizione dei fasci, i componenti esterni richiesti saranno veramente pochi.

In conclusione quindi questo sistema di allineamento automatico del punto d'interdizione dei tre fasci offrirà i seguenti vantaggi:

— eliminazione della taratura manuale del punto di interdizione dei fasci, e di conseguenza, assenza dei relativi potenziometri
— compensazione automatica nel tem-

po degli inevitabili spostamenti dei punti di interdizione dei tre fasci prodotti dall'invecchiamento dei componenti e principalmente del cinescopio

— compensazione dello spostamento del punto di interdizione che si verifica all'atto della messa in funzione del ricevitore, in particolare durante il tempo di riscaldamento dei catodi.

La *figura 1* illustra in dettaglio il principio di funzionamento del sistema; nella figura, per semplicità, è riportato il circuito di misura della corrente di fascio di un solo cannone, ma ovviamente, un identico circuito dovrà essere approntato anche per gli altri due cannoni.

L'amplificatore finale video esterno V2 viene pilotato da un amplificatore video V1 incorporato nel chip del TDA 3562 A attraverso il relativo terminale d'uscita dell'integrato. Per fare in modo che la corrente di catodo del cannone in questione non scorra nel rispettivo stadio finale video ma nel resistore di misura R_M, si inserisce il transistore T_M alla cui base viene applicato il segnale fornito dallo stadio finale video V2, l'emettitore è collegato al catodo del cannone di cui si vuole regolare la corrente di fascio, e il collettore viene messo a massa tramite il resistore di misura R_M. Trascurando le inevitabili correnti di dispersione, si può ritenere che se il transistore T_M possiede un'amplificazione sufficientemente elevata, la sua corrente di collettore corrisponderà a quella di catodo (e di conseguenza di fascio) del cannone elettronico considerato.

La tensione prodotta ai capi del resistore di misura R_M, (e cioè V_M) perviene tramite uno stadio buffer interno V3 (avente un fattore di amplificazione pari all'unità) e una tensione V_{Ref} interna di riferimento inserita in serie, all'ingresso invertente dell'amplificatore differenziale V4, al cui ingresso non invertente viene invece applicata una tensione V_L che tiene conto della corrente di dispersione. A causa della direzione di scorrimento della corrente catodica, la tensione di riferimento V_{Ref} risulta di polarità opposta rispetto alla tensione di misura V_M, per cui nell'amplificatore differenziale V4, verrà confrontata in realtà, la tensione V_L con la tensione V_M dalla quale però era sta già sottratta la tensione di riferimento V_{Ref}.

In pratica quindi, all'ingresso dell'amplificatore differenziale V4 sarà applicata una tensione V_{ld}, corrispondente a

$$V_{ld} = V_L - (V_M - V_{Ref}) \quad (1)$$

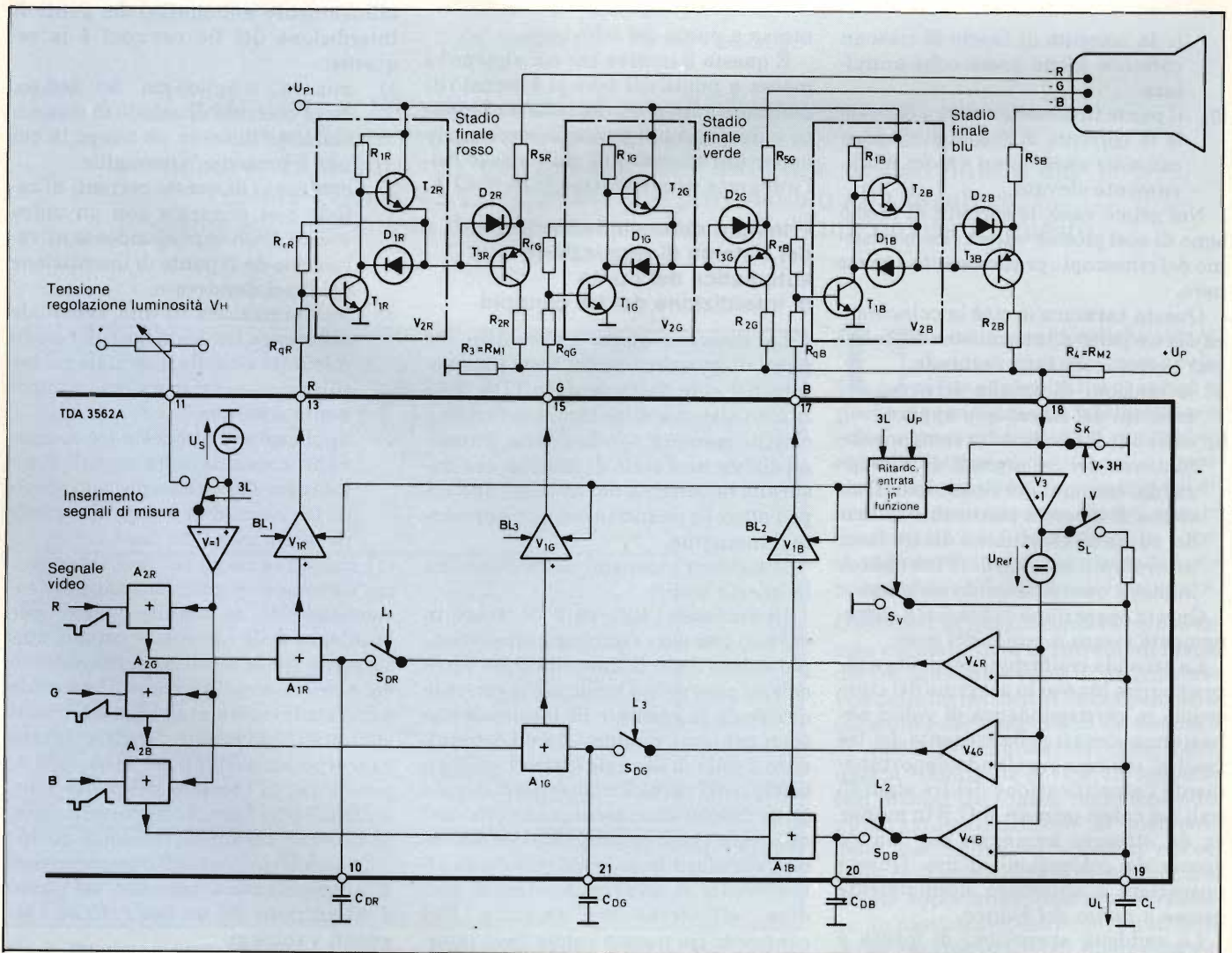
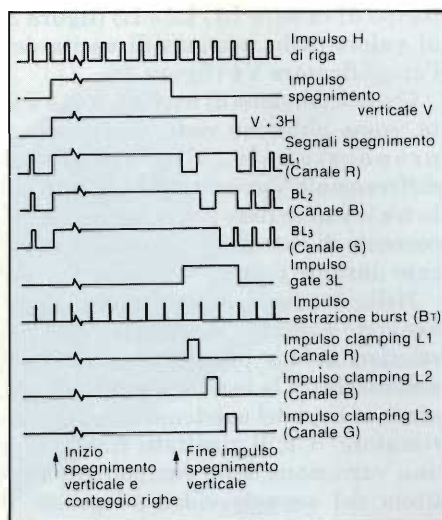



Fig. 2 - È sempre lo schema di principio di figura 1, che comprende però i circuiti di taratura dei tre cannoni nonché i relativi stadi pilota finali. Il funzionamento del circuito di regolazione della corrente di ciascun cannone sarà meglio compreso se si terrà presente la forma e la temporizzazione degli impulsi, (riportati sui vari interruttori e amplificatori), indicati in figura 3. La posizione degli interruttori riportati in figura è quella che si ha quando ai rispettivi catodi del cinecopio viene applicato il segnale video che dà l'immagine. Il terminale 18, per l'ingresso dei segnali di misura delle correnti di catodo, è infatti messo a massa durante questo tempo; è aperto solo durante l'impulso V + 3 H.

Fig. 3 - Impulsi necessari per il funzionamento del sistema di regolazione descritto. Sono tutti derivati dall'impulso "sandcastle" fornito dagli integrati TDA 2652/53. Durante gli impulsi L vegnono chiusi in successione gli interruttori S_D, e aperti i relativi amplificatori (V1) ad opera degli impulsi BL (fig. 2). Questi impulsi si succedono per la durata di una riga immediatamente dopo l'impulso di cancellazione verticale. Mediante essi e l'impulso 3L applicato all'ingresso viene misurata, in tre successivi tempi, la corrente di catodo dei tre cannoni. Durante questi tempi, ovviamente l'interruttore S_K non mette a massa il terminale 18, al quale perviene la tensione relativa alla corrente di catodo misurata.

All'uscita dell'amplificatore V4 si trova un interruttore (S_D) che viene chiuso periodicamente, ogni volta per la durata di una riga, subito dopo lo spegnimento verticale (impulsi L1, L2 e L3 nelle *figure 2* e *3*). È durante questo tempo che viene misurata la corrente di catodo di ciascun cannone dato che a ciascun cannone (ovviamente in tempi differenziati) viene applicato quel livello standard del nero tramite i relativi amplificatori integrati, "aperti" in successione dai corrispondenti impulsi BL (*figure 2* e *3*).

In serie all'interruttore S_D (e anche agli altri due interruttori ovviamente) si trova il condensatore "memorizzatore" C_D che viene caricato durante il

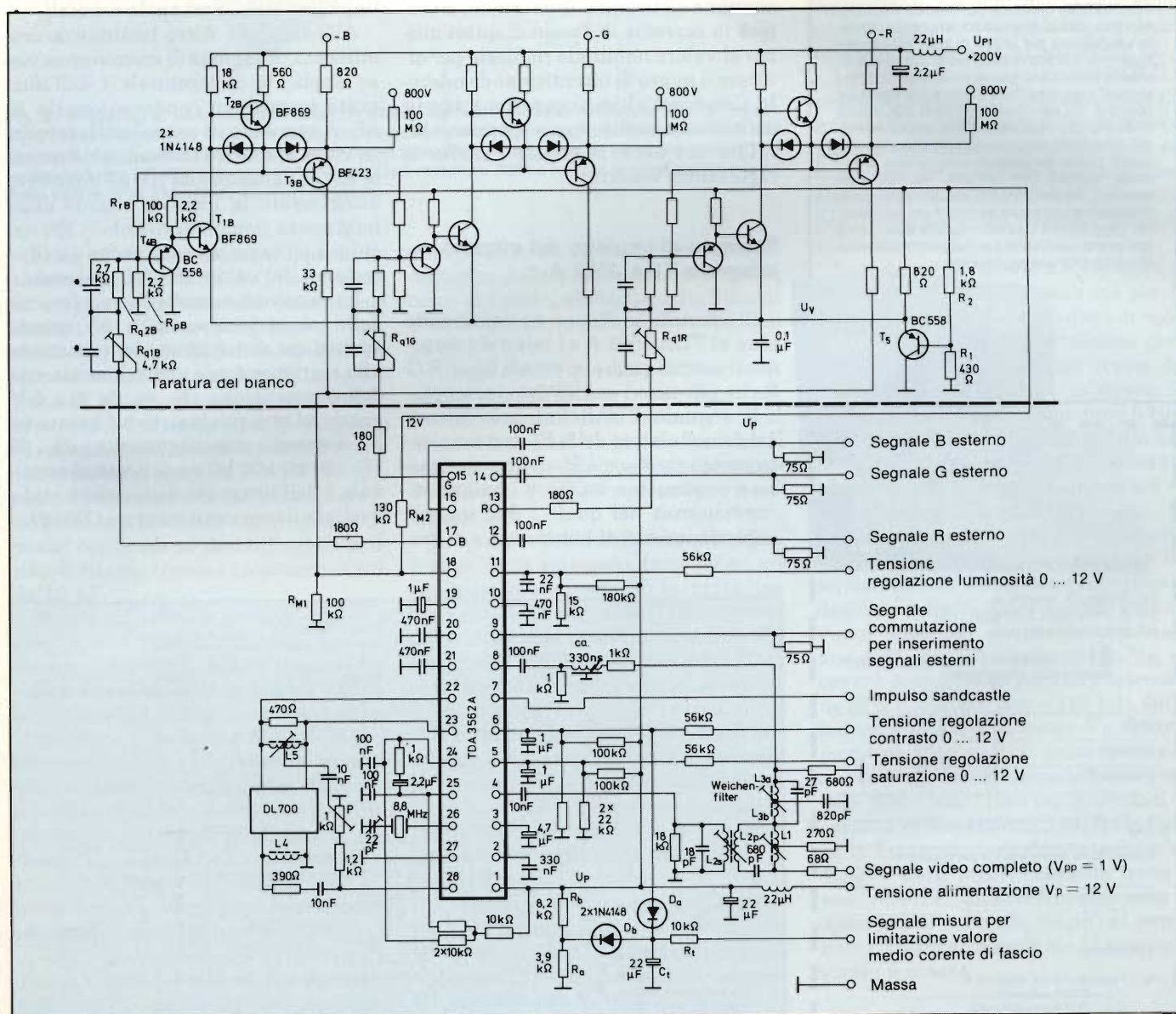



Fig. 4 - Schema elettrico completo del decodificatore TDA 3562 A: i filtri d'ingresso della crominanza/luminanza hanno i seguenti valori: L1 = 2 x 5 spire, L2p = 1 spira; L2s = 43 spire (TOKO 7P). L3a = 46 spire; L3b = 19 spire (TOKO 10 KAN). Il segnale che misura la corrente in oscurità durante le tre righe che seguono la cancellazione verticale viene applicato al terminale 18 che durante i tempi di misura non viene messo a massa. I condensatori "memorizzatori" (C_D) della tensione continua da applicare ai tre segnali video R G B hanno il valore di 470 nF e sono applicati ai terminali 10, 21, 20 rispettivamente per i segnali del rosso (R), del verde (G) e del blu (B).

tempo di misura L1, L2 e L3 (figura 3) al valore della tensione di uscita dell'amplificatore V4 (figura 1).

Questa tensione di uscita è, a sua volta, come abbiamo visto, direttamente proporzionale alla tensione differenziale V_{Id} risultante dal confronto tra il valore fisso interno standard di corrente di catodo e quello reale misurato durante il tempo di misura.

Nello stadio sommatore che segue vengono sommati il segnale video nel relativo colore primario proveniente dall'esterno e la tensione continua presente ai capi del condensatore "memorizzatore" C_D; il risultato finale sarà una variazione della componente continua del segnale video d'ingresso il quale, applicato in queste condizioni al cannone elettronico interessato, riporterà la corrente di fascio di quest'ultimo al valore nominale richiesto per ottenere il punto di interdizione desiderato. Con quest'ultima operazione, che in definitiva è quella vera e propria di taratura del nero, si chiude l'anello di regolazione descritto.

Esempio di impiego del circuito integrato TDA 3562 A

È riportato in *figura 4* e comprende oltre al TDA 3562 A e i relativi componenti esterni anche i tre stadi finali R G B che pilotano i catodi del cinescopio.

Il segnale FBAS/Pal proveniente dal demodulatore della FI, con ampiezza nominale $V_{pp} = 1$ V viene per prima cosa applicato a un filtro luminanza-/crominanza nel quale i due segnali rispettivamente di luminanza e di crominanza (compreso in quest'ultimo il segnale del burst) vengono opportunamente separati. Si tratta in particolare di un filtro che consente di ottenere "un effetto eco", nel senso che i segnali con fronte ripido presenti nel canale della luminanza vengono ad avere, grazie al particolare dimensionamento di questo filtro, una leggera sovraoscillazione simmetrica. Questa sovraoscillazione permette di dare ai fronti ripidi del segnale una particolare accentuazione, e di conseguenza, tende a produrre nell'immagine televisiva una definizione dell'immagine *soggettivamente* aumentata senza dover ricorrere ad un ampliamento della banda passante del canale.

Ovviamente, possono anche essere impiegati filtri e trappole normali.

All'uscita del filtro luminanza/crominanza, il segnale di crominanza viene applicato al terminale 4 dell'integrato tramite un condensatore da 10 nF. A sua volta, il segnale di luminanza viene applicato al terminale 8 tramite un condensatore da 100 nF dopo aver attraversato la linea di ritardo della luminanza (tempo di ritardo = 330 ns) chiusa all'ingresso e all'uscita con due resistori del valore di 1 kΩ ciascuno.

La tensione esterna di regolazione della saturazione va da 0 a 12 V; questa variazione di tensione viene adattata alla corrispondente variazione interna della saturazione che va da 2 a 4 V grazie ad una rete resistiva formata da 3 resistori rispettivamente da 56 kΩ/100 kΩ e 22 kΩ e applicata al terminale 5 dell'integrato dopo essere stata livellata da un condensatore C25/27 = 1 μF.

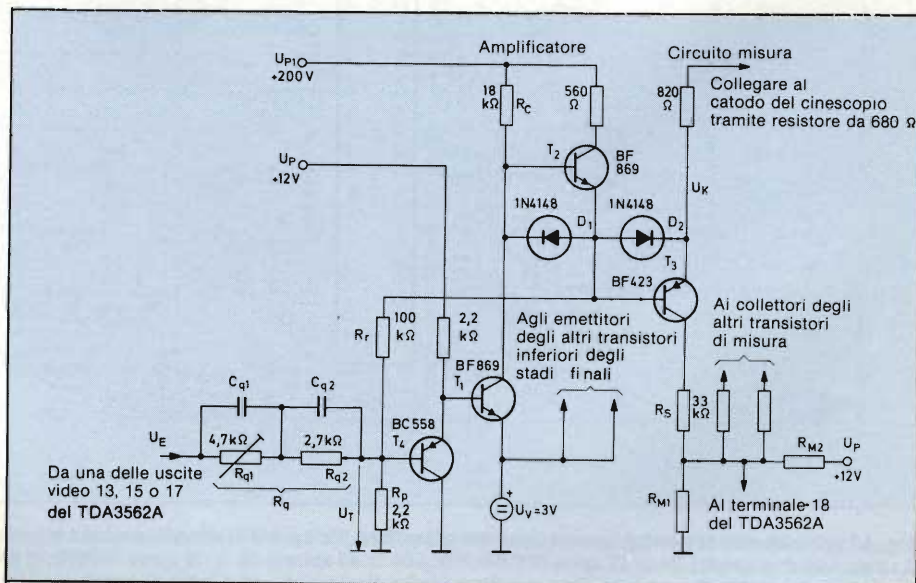



Fig. 5 - Esempio di dimensionamento di uno stadio finale R G B esterno.

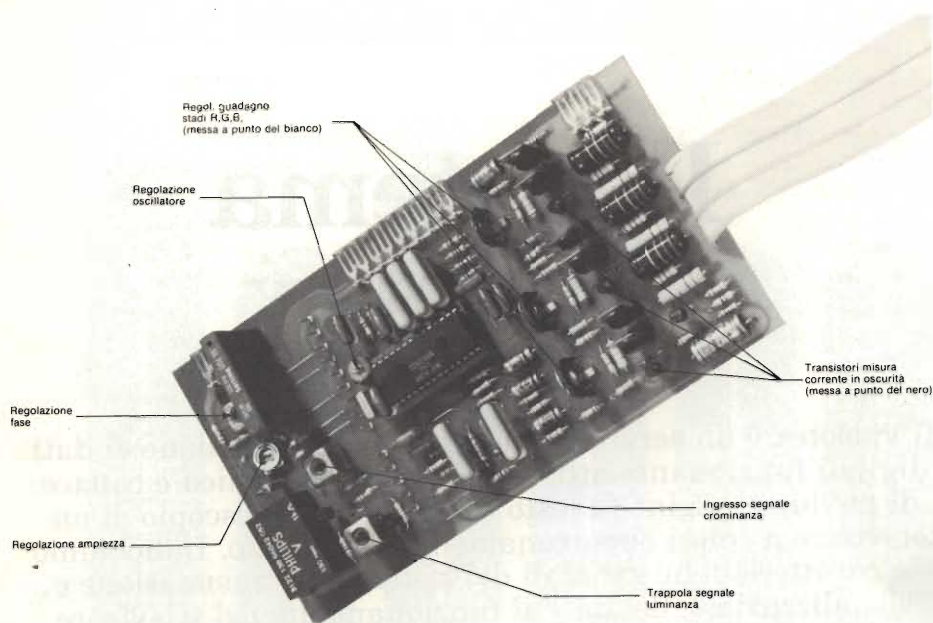



Fig. 6 - Prototipo di laboratorio di decodificazione della crominanza realizzato con l'integrato TDA 3562 A. Si notino i tre trimmer che regolano l'amplificazione degli stadi finali video R G B (per la messa a punto del bianco). Accanto ai transistori finali video, si possono vedere i tre transistori (3 x BF 423) che provvedono tramite il resistore RM1 a fornire la tensione di misura della corrente di catodo di ciascun cannone.

Il segnale di crominanza, opportunamente amplificato (C.A.C.) e regolato in ampiezza in base alla saturazione desiderata, si ritrova su bassa impedenza (terminale 28 dell'integrato); da qui viene applicato al decodificatore a linea di ritardo il quale provvederà a separare le due componenti del segnale di crominanza rispettivamente F_U contenente l'informazione B-Y, e F_V (contenente l'informazione R-Y). Il segnale di crominanza in uscita dal terminale 28 viene applicato al decodificatore a linea di ritardo tramite un condensatore da 10 nF.

Il decodificatore a linea di ritardo è costituito essenzialmente dalla linea di ritardo della crominanza in vetro (in questo caso DL700), chiusa all'ingresso e all'uscita sulla sua caratteristica impedenza, e da un circuito matrice il cui compito è quello di sommare e sottrarre rispettivamente il segnale di crominanza ritardato e non ritardato. In questo caso, la matrice è realizzata mediante la bobina L5 che si trova all'uscita della linea di ritardo e alla cui presa centrale viene applicato tramite capacità, il segnale non ritardato.

Alla regolazione *dell'ampiezza* di questo segnale, provvede un partitore di tensione potenziometrico formato da un resistore da 1,2 kΩ e da un potenziometro da 1 kΩ. (P in figura 4, vedi anche figura 6).

La taratura *della fase* dei segnali presenti su questo decodificatore viene effettuata come al solito, variando l'induttanza della bobina L5 che si trova, come si è detto, all'uscita della linea di ritardo. (L5 in figura 4; vedi anche figura 6).

Il segnale F_U presente all'uscita di questo decodificatore viene applicato tramite il terminale 22 dell'integrato, al demodulatore (B-Y) interno mentre il segnale $\pm F_V$ viene applicato al demodulatore (R-Y) interno attraverso il terminale 23.

Il quarzo dell'oscillatore di riferimento viene collegato, insieme ad un condensatore trimmer di taratura, tra il terminale 26 e massa. Il filtro passabasso, a doppia costante di tempo, del circuito di regolazione dell'oscillatore di riferimento, è collegato tra i terminali 24 e 25 dell'integrato e massa.

Il condensatore da 330 nF tra il terminale 2 e massa serve per trattenere la tensione killer mentre l'elettrolitico da 4,7 μF tra il terminale 3 e massa rappresenta la capacità di carica della tensione di regolazione del segnale di crominanza.

I segnali R G B inseriti dall'esterno (per es. segnali Teletext o Videotex) vengono applicati ai terminali rispettivamente 12, 14 e 16 tramite condensatore da 100 nF; mentre la tensione di commutazione viene collegata direttamente (galvanicamente) sul terminale 9. Per impedire la formazione di eventuali riflessioni, i conduttori dei 4 suddetti segnali vengono chiusi sulla loro impedenza caratteristica (in questo caso, con resistori da 75 Ω), per cui è possibile portare questi segnali ai relativi ingressi dell'integrato anche con conduttori abbastanza lunghi.

Come per la regolazione della saturazione così anche per la regolazione del contrasto e della luminosità, il campo di regolazione esterno va, in entrambi i casi, da 0 a 12 V e viene addattato al campo di regolazione interno mediante rete resistiva. Il campo di regolazione interna del contrasto va da 2 a 4 V, quello della luminosità da 1 a 3 V. Dopo questo adattamento del tempo di variazione delle tensioni rispettivamente esterna e interna, e dopo il livellamento attuato mediante condensatore da 1 μF (oppure da 22 nF), la tensione di regolazione del contrasto viene applicata al terminale 6, quella di regolazione della luminosità al terminale 11.

I tre segnali dei colori primari R G B sono disponibili con una ampiezza nominale $V_{app} = 4V$ (data da un monoscopio con regolazione nominale della saturazione, del contrasto e della luminosità) sui terminali 13, 15 e 17, e servono per il pilotaggio dei rispettivi stadi finali video.

I condensatori da 470 nF, collegati ai terminali 10, 20 e 21, servono per la *memorizzazione della tensione di regolazione del punto di interdizione* per i canali rispettivamente del rosso, del blu e del verde (vedi C_D in *figura 1*). Questi condensatori, come pure il condensatore di memorizzazione della corrente di dispersione $C_L = 1$ μF collegato al terminale 19, devono trovarsi più vicini possibile al circuito integrato.

Al terminale 18 vengono applicati i segnali di misura della corrente di interdizione e di dispersione provenienti dagli stadi finali. Oltre a questi segnali viene applicata su questo terminale una tensione di polarizzazione V_W, ricavata mediante un partitore di tensione (R_{M1} = 100 kΩ, R_{M2} = 130 kΩ), dalla tensione di alimentazione V_P. Questo partitore (R_{M1} e R_{M2}) funziona nello stesso tempo anche da resistenza di misura ($R_M = R_{M1}//R_{M2}$) per le correnti di catodo e di dispersione (vedi R_M in figura 1). La tensione di alimentazione V_P = 12 V viene infine collegata tramite una rete LC di disaccoppiamento e spianamento (22 μH, 22 μF) al terminale 1, mentre il terminale 27 viene collegato a massa.

Chi desiderasse avere una più dettagliata descrizione del funzionamento di questo integrato basta che ne faccia richiesta alla Redazione della rivista. ■

TELETEXT &

Il sistema videotex

ing. Fabio Ghersel

Il videotex è un servizio interattivo di trasmissione di dati digitali funzionante attraverso la rete telefonica e capace di produrre pagine di testo o grafici sul cinescopio di un televisore a colori opportunamente modificato. Indichiamo le caratteristiche generali del sistema, la trasmissione e visualizzazione dei dati, il funzionamento del televisore videotex (funzioni, decodificatore, comandi, circuiti integrati).

Evoluzione del videotex inglese

In Inghilterra gli studi sul servizio, che inizialmente fu chiamato viewdata e che dal 1979 in ambito CCITT è stato chiamato videotex iniziarono nel 1970 nel dipartimento di ricerca del BPO sotto la direzione dell'ingegnere Sam Felida (nato in Egitto ma laureatosi in Inghilterra). I programmi di ricerca presso il BPO furono dapprima indipendenti, poi si svolsero in parallelo agli studi sul teletext condotti dalla BBC e dalla IBA.

Nel 1975 furono annunciati dei piani di progetto iniziale per permettere all'industria dei televisori di valutare le caratteristiche tecniche ed economiche del sistema. Le accoglienze entusiastiche (circa ottanta organizzazioni presero parte al progetto nei primi nove mesi) portarono alla pianificazione e all'inizio di un progetto di mercato (servizio di prova) nel 1978. Infine nel marzo del 1979 fu aperto il primo servizio pubblico, chiamato Preview Service, a utenti di Londra. Il BPO adottò per il servizio il nome *Prestel.* Nella seconda metà del 1979 cominciò l'espansione del servizio, con l'apertura di quattro centri di accesso per utenti a Londra, e all'inizio del 1980 a Manchester e Birmingham.

Caratteristiche generali

Il videotex è un servizio interattivo che si svolge sulla rete telefonica pubblica e che permette al televisore di colloquiare con delle banche di dati. Il colloquio avviene tramite un *centro videotex.* Questo centro assolve tutte le funzioni necessarie al funzionamento del sistema videotex, fra le quali: archiviazione ed aggiornamento delle informazioni, riconoscimento dell'utente, ricezione delle richieste, invio delle informazioni richieste.

Il *sistema videotex* completo è schematizzato nella *figura 1.* Esso ha come nucleo centrale il centro videotex che è collegato alla sua banca di dati e, tramite la rete telefonica pubblica, ad altre banche di dati.

Il centro videotex è collegato al televisore videotex tramite la linea telefonica pubblica e tramite due *modem,* uno posto sul lato del calcolatore videotex e uno posto sul lato del terminale ed incorporato nel televisore videotex. Il termine modem deriva dalla contrazione delle parole modulatore e demodulatore. La funzione principale del modem è quella di convertire dati digitali in forma analogica che sia adatta per la trasmissione su circuiti con una portante comune (ad esempio le linee telefoniche). La *modulazione* è la conversione digitale-analogica, nella quale i dati sono inviati sulla linea di trasmissione mediante modulazione di una portante; la *demodulazione* è il processo inverso. In un sistema di comunicazione di dati sono necessari due modem, uno a ciascuna estremità della linea di trasmissione.

Il servizio videotex dà la possibilità all'utente telefonico di accedere a informazioni immagazzinate in banche di dati e di osservarle sul proprio televisore domestico. Alle prestazioni di questo servizio sono quindi inizialmente più interessati gli utenti di affari (cioè le piccole ditte, gli uffici turistici, le aziende di stampa, i grandi magazzini), quelli che d'altronde hanno già contribuito allo sviluppo della telematica. Il sistema videotex permette quindi l'uso del televisore a colori domestico quale terminale di un calcolatore (o più in

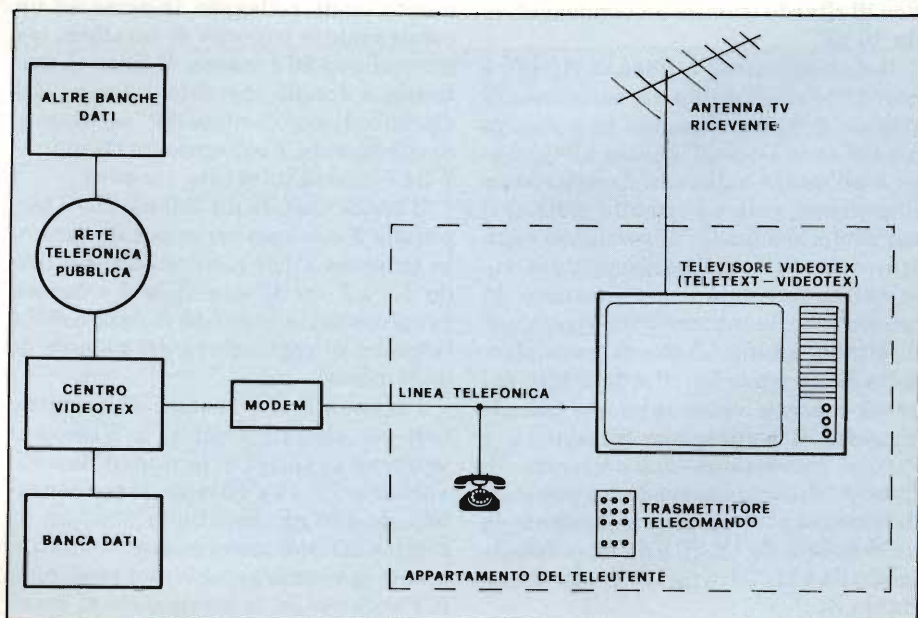
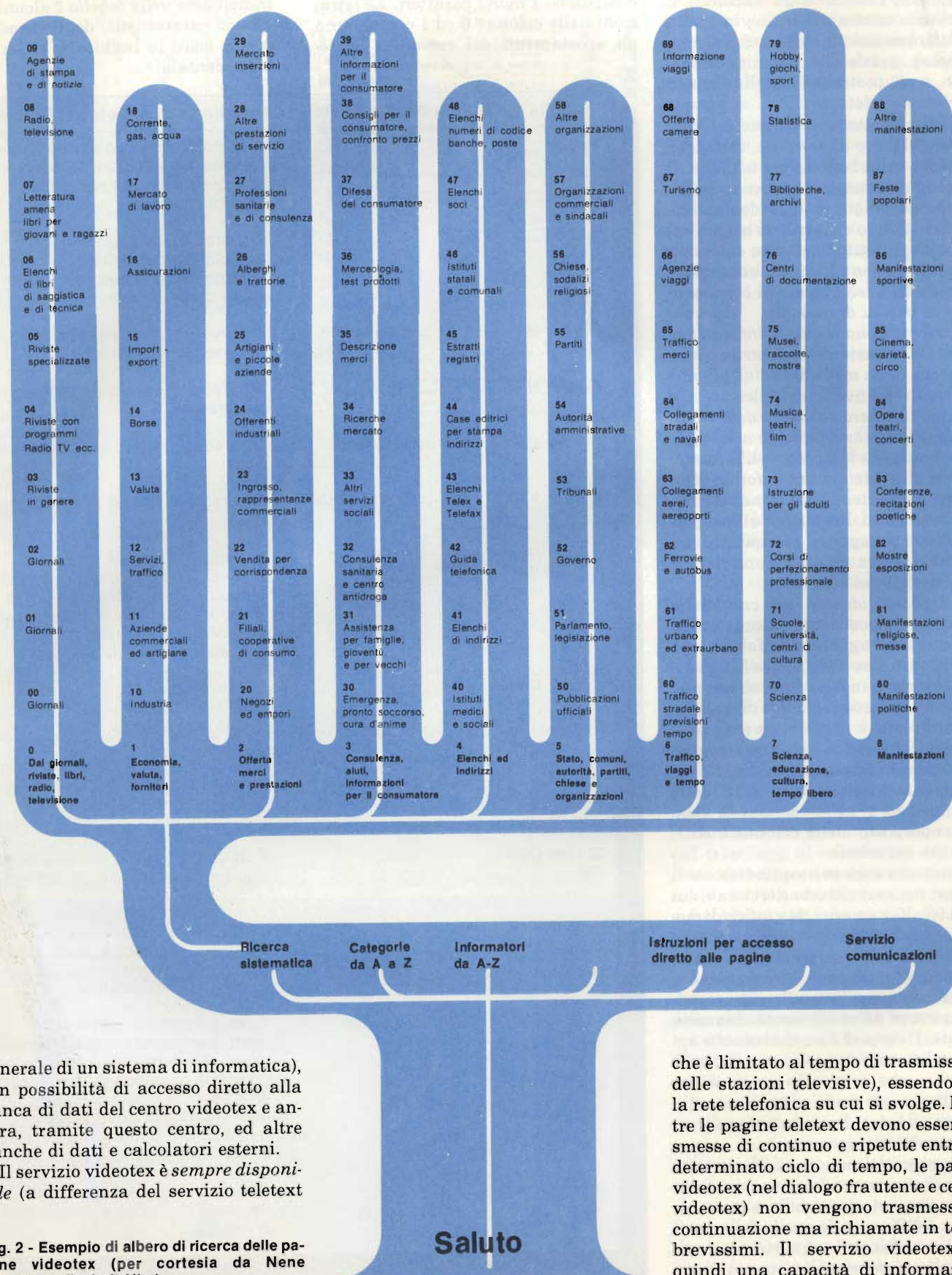



Fig. 1 - Schema a blocchi del sistema videotex.

VIDEOTEX

generale di un sistema di informatica), con possibilità di accesso diretto alla banca di dati del centro videotex e ancora, tramite questo centro, ed altre banche di dati e calcolatori esterni.

Il servizio videotex è *sempre disponibile* (a differenza del servizio teletext che è limitato al tempo di trasmissione delle stazioni televisive), essendo tale la rete telefonica su cui si svolge. Mentre le pagine teletext devono esser trasmesse di continuo e ripetute entro un determinato ciclo di tempo, le pagine videotex (nel dialogo fra utente e centro videotex) non vengono trasmesse in continuazione ma richiamate in tempi brevissimi. Il servizio videotex ha quindi una capacità di informazioni

Fig. 2 - Esempio di albero di ricerca delle pagine videotex (per cortesia da Nene Pressegesellschaft-Ulm).

praticamente illimitata e può essere un mezzo per rendere automatici (per i suoi utenti) alcuni servizi telefonici ausiliari (fra i quali le informazioni interurbane, l'elenco degli abbonati, la segreteria telefonica). Infine, la qualità della trasmissione delle informazioni videotex, grazie alla trasmissione via cavo, è più costante di quella delle informazioni teletext.

Per il videotex si pone anche il problema del *costo di esercizio*, che viene riportato sulla bolletta del telefono. Il costo riguardante le due voci: a) l'affitto del modem lato centro videotex, che viene installato dal servizio telefonico; b) il collegamento telefonico col calcolatore, che viene addebitato con speciali tariffe in base agli scatti corrispondenti ai minuti di dialogo.

Come vengono *scelte le informazioni*? Le informazioni vengono archiviate e scelte in un modo detto "ad albero" (differente da quello del teletext). Un esempio di *albero di ricerca delle informazioni videotex* è indicato nella *figura 2*: si vede che la ricerca dell'informazione desiderata assume la forma di un albero che partendo dal tronco si dirama verso l'alto. I rami dell'albero possono esser paragonati ai capitoli di un libro. La figura dà anche una indicazione dei servizi offerti.

L'*alfabeto videotex* (nei caratteri e nella loro disposizione) è simile ma in generale non uguale all'alfabeto teletext. Riportiamo nella *figura 3* l'*alfabeto* del videotex inglese *Prestel*. Dal confronto fra i caratteri e la loro disposizione nel Prestel e nel teletext inglese si vede che il Prestel usa gli stessi caratteri, ma non la stessa disposizione: i caratteri di controllo sono spostati (dalle colonne 0 ed 1) nelle colonne 4a e 5a, liberando posto, nelle colonne 0 ed 1, per altre istruzioni.

Il videotex inglese ha quindi (come il teletext inglese) 192 caratteri totali, dai quali 96 alfanumerici, 64 grafici (di mosaico), 32 di controllo.

Quali istruzioni contengono le colonne 0 ed 1? Contengono istruzioni che si riferiscono quasi tutte alla stesura della pagina ed ad un elemento chiamato cursore. Il *cursore* è un simbolo che appare sul cinescopio come un rettangolo luminoso che occupa lo spazio di un carattere, e provvede ad indicare sullo schermo il luogo dove verrà visualizzato il carattere successivo.

L'impiego del cursore e delle istruzioni per il suo comando deriva dal fatto che la presentazione della pagina videotex è differente da quella della pagina teletext. Mentre nel teletext la pagina scelta viene visualizzata solo dopo che l'intera pagina è stata memorizzata, nel videotex la pagina si forma gradualmente, mentre il cursore si sposta sulle file successive man mano che compaiono i nuovi caratteri. Le istruzioni nelle colonne 0 ed 1 comandano gli spostamenti del cursore e conseguentemente dei caratteri. Indichiamo nella *tabella 1* il *significato dei codici di controlo* indicati nelle colonne 0 ed 1 della figura 3.

Indichiamo nella *tabella 2* alcuni *dati tecnici* caratteristici degli standard videotex usati in Inghiterra e Germania occidentale.

Tabella 1 - Significato dei codici di controllo dell'alfabeto nel Prestel.

NULL		Questo codice può essere usato per scopi particolari. Quando si usa questo codice non accade (per ora) niente.
ENQ		Questo codice è usato dal calcolatore per richiedere l'identificazione automatica da parte del terminale.
Cursor BS ←	*BS = Backspace*	Il cursore va nel rettangolo di carattere precedente.
Cursor HT →	*HT = Horizontal Tab.*	Il cursore avanza di un rettangolo di carattere.
Cursor L.F. ↓	*LF = Line feed*	Il cursore si muove in basso di una fila.
Cursor VT ↑	*VT = Vertical tab.*	Il cursore si muove in alto di una fila.
Cursor Home & Clear FF	*FF = Form feed*	Il cursore si muove nell'angolo alto a sinistra e lo schermo diventa bianco. Questo comando è sempre seguito da 3 X NULL per permettere al circuito di cancellare la memoria.
Cursor CR ←	*CR = Carriage Return*	Il cursore si muove il più a sinistra possibile, cioè nella prima posizione della fila.
Cursor DC1 On	*DC = Device control*	Con questo codice di comando si può iniziare a far funzionare un registratore a nastro o una stampatrice.
Cursor DC4 Off		Con questo codice di comando si può fermare l'azione precedente.
CAN	*CAN = Cancel*	Questo codice di comando è usato per cancellare una fila o un carattere. Il codice è usato solo nella trasmissione di dati dal terminale al calcolatore.
ESC	*ESC = Escape*	Questo codice di comando è usato per segnalare al terminale che il carattere seguente è un codice di comando delle colonne 4a o 5a della figura 6.3. Questi codici di comando indicano in quale colore o forma deve essere visualizzato il carattere.
Cursor Home		Questo codice di comando fa ritornare il cursore all'inizio della prima fila.

bit di identificazione			b_7 →		0	0	0		0		1		1		1		1	
			b_6 →		0	0	1		1		0		0		1		1	
			b_5 →		0	1	0		1		0		1		0		1	
b_4	b_3	b_2	b_1	colonne / file	0	1	2	2a	3	3a	4	4a	5	5a	6	6a	7	7a
0	0	0	0	0	NUL		SP		0		@		P		—		p	
0	0	0	1	1		DC_1	!		1		A	α ROSSO	Q	γ ROSSO	a		q	
0	0	1	0	2		DC_2	"		2		B	α VERDE	R	γ VERDE	b		r	
0	0	1	1	3		DC_3	£		3		C	α GIALLO	S	γ GIALLO	c		s	
0	1	0	0	4		DC_4	$		4		D	α BLU	T	γ BLU	d		t	
0	1	0	1	5	ENQ		%		5		E	α MAGENTA	U	γ MAGENTA	e		u	
0	1	1	0	6			&		6		F	α CIANO	V	γ CIANO	f		v	
0	1	1	1	7			'		7		G	α BIANCO**	W	γ BIANCO	g		w	
1	0	0	0	8	BS	CAN	(		8		H	lampeggiante	X	blocco visualizzazione	h		x	
1	0	0	1	9	HT		)		9		I	fisso**	Y	γ contiguo**	i		y	
1	0	1	0	10	LF		*		:		J	fine intarsio*	Z	γ separato	j		z	
1	0	1	1	11	VT	ESC	+		;		K	inizio intarsio	←		k		¼	
1	1	0	0	12	FF		,		<		L	altezza normale**	½	fondo nero**	l		‖	
1	1	0	1	13	CR		–		=		M	altezza doppia	→	nuovo fondo	m		¾	
1	1	1	0	14		cursore***	.		>		N		↑	γ con ripetizione	n		÷	
1	1	1	1	15			/		?		O		#	γ senza ripetizione**	o		■	

α = ALFANUMERICO

γ = GRAFICO

(*) Caratteri di controllo riservati per la compatibilità con altri alfabeti.

(**) Caratteri di controllo predisposti all'inizio di ogni fila.

(***) Posizionamento del cursore in alto a sinistra (inizio pagina).

Fig. 3 - Caratteristiche (e loro disposizione) dal sistema videotex Prestel.

Significato delle sigle

ASCII (*American Standard Code for Information Interchange*): codice standard americano per lo scambio di informazioni.

EAROM (*Electrically Alterable ROM*): ROM riprogrammabile con cancellazione mediante segnali elettrici sulle singole celle.

FSK (*Frequency Shift Keying*): codice a spostamento di frequenza, sistema di modulazione dei bit usato nel videotex.

LCU (*Line Coupling Unit*): unità di accoppiamento alla linea telefonica nel decodificatore videotex.

NMOS (*N channel MOS*): transistore MOS a canale N.

VAC (*Videotex Acquisition and Control*): il modulo di acquisizione e controllo dati del televisore videotex.

VLSI (*Very Large Scale Integration*): integrazione a grandissima scala.

Tabella 2 - Dati tecnici caratteristici degli standard videotex inglese e tedesco.

Caratteristica	Tipo
Codice di trasmissione impiegato	*ASCII a 7 bit modificato*
Direzionalità	*bidirezionalità full-duplex*
Velocità trasmissione dati da utente a centro videotex	*75 baud (bit al secondo)*
Velocità trasmissione dati da centro videotex a utente	*1200 baud (bit al secondo)*
Formato della pagina	*24 file di 40 caratteri ciascuna*
Struttura dell'archivio delle banche dati	*ad albero*
Tipo di trasmissione	*asincrona*

Trasmissione e visualizzazione dei dati

Per trasferire l'informazione videotex dal calcolatore al televisore videotex e viceversa si usa un segnale digitale codificato simile a quello del teletext. Ricordiamo che nel teletext per ogni carattere viene inviato un byte, comprendente 7 bit di carattere più un bit di parità dispari. Nel videotex l'ottavo bit è di parità *pari*, e inoltre ogni carattere di 8 bit, per poter essere sincronizzato nel televisore, deve essere preceduto da un bit *di avviamento* (start bit) e seguito da un bit *di fermo* (stop bit). Il codice completo per un carattere videotex è composto da 10 bit, come indicato nella *figura 4*. Le funzioni dei 10 bit sono le seguenti:

a) lo start bit prepara il decodificatore videotex del televisore a ricevere il byte di carattere;
b) i successivi 7 bit sono quelli dei caratteri codificati;
c) l'ottavo bit è quello di parità (in questo caso parità pari) che serve a correggere eventuali errori presenti nei dati di arrivo;
d) lo stop bit assicura che il decodificatore videotex non prenda più in esame eventuali dati in arrivo impedendo la visualizzazione delle interferenze.

Il *sistema di modulazione* usato è del tipo *FSK*. In questo tipo di modulazione, indicato nella *figura 5*, i due bit 0 ed 1 vengono convertiti (nel modem) in segnali di frequenza diversa: il livello 1 nella frequenza f_1 ed il livello 0 nella frequenza f_2. Nel videotex inglese si usano le frequenze $f_1 = 1300$ Hz ed $f_2 = 2100$ Hz per trasmettere i caratteri codificati dal calcolatore al televisore, ed $f_1 = 390$ Hz ed $f_2 = 450$ Hz per trasmetterli dal televisore al calcolatore. Quando non viene trasmesso alcun dato, il calcolatore invia al televisore un segnale a frequenza costante di 1300 Hz, ed il televisore invia al calcolatore un segnale a 390 Hz, generato dal modem.

La *superficie* dello schermo del cinescopio utilizzata per la visualizzazione delle pagine videotex è la stessa usata nel sistema teletext. L'area è cioè in 24 file di 40 caratteri, e in 960 rettangoli di carattere.

Il videotex ha quindi il modo di codificazione dei dati ed il formato della pagina analoghi a quelli del teletext. L'impiego della linea telefonica per la trasmissione dei dati porta d'altro canto due differenze fondamentali:

1) i dati possono essere inviati anche dal televisore al calcolatore;
2) il numero delle pagine è limitato

solo dalla capacità del centro videotex (mentre nel teletext il delle pagine è limitato dalla necessità di ridurre il tempo di accesso); a esempio il Prestel ha una capacità di oltre centinaia di migliaia di pagine.

A causa delle limitazioni imposte dalla larghezza di banda della rete telefonica standard la velocità di trasmissione dei dati è relativamente lenta a confronto con quella del teletext: i dati in arrivo al televisore pervengono alla velocità di 1200 baud (corrispondenti a 120 caratteri al secondo, essendo ogni carattere formato da 10 bit); quelli di partenza dal televisore sono trasmessi alla velocità di 75 baud. Tuttavia la risposta dal calcolatore è praticamente istantanea.

Il televisore videotex

Ci siamo finora riferiti al televisore teletext ed al televisore videotex come a due tipi separati (con due diversi e separati decodificatori). In pratica il televisore videotex può essere realizzato utilizzando tutte le parti del televisore teletext (ed in particolare il decodificatore teletext) e completandolo con alcune altre parti. È perciò possibile e conveniente realizzare televisori combinati teletext/videotex. Quando ci riferiamo ad un *televisore videotex* intendiamo qui riferirci ad un *televisore combinato teletext/videotex*.

Il televisore videotex è quindi un televisore a colori convenzionale, modificato sia per ricevere i segnali teletext, sia per poter utilizzare i servizi videotex, dialogando col calcolatore. Le *funzioni* che il televisore videotex deve svolgere, in *aggiunta* a quelle di un televisore PAL e a quelle di un televisore teletext, sono quelle adatte a permettergli il dialogo col calcolatore videotex. Il televisore videotex è in definitiva un *terminale domestico completo*, che può svolgere tutte le funzioni di un terminale di un sistema di telematica.

Il televisore videotex può funzionare in tre modi, detti: modo televisione, modo teletext, modo videotex. Nel *modo televisione* il televisore funziona da normale televisore a colori; nel *modo teletext* il televisore utilizza il servizio teletext; nel *modo videotex* il televisore utilizza il servizio videotex.

Il funzionamento del televisore videotex è indicato nello schema a blocchi semplificato della *figura 6*. Le *parti addizionali* (rispetto al televisore a colori) che permettono il funzionamento nel modo videotex sono le seguenti:

1) l'unità di accoppiamento alla linea telefonica (LCU);
2) il decodificatore videotex.

La *LCU* fornisce tutte le interfacce necessarie per l'allacciamento alla linea telefonica e comprende quindi il *modem* lato terminale. Il modem demodula (rivela) il segnale ricevuto dalla rete telefonica in modo che possa esser elaborato dal decodificatore videotex e allo stesso tempo modula i dati in uscita dal televisore prima che vengano inviati alla linea telefonica. La LCU inoltre filtra i segnali dalla linea telefonica e verso di essa, contiene i relè di chiamata del telefono e fornisce i mezzi di sicurezza e di isolamento (circuiti per proteggere il televisore da un collegamento accidentale col calcolatore; circuiti per liberare la linea se il collegamento col calcolatore si è interrotto).

Il decodificatore videotex

Il decodificatore videotex è formato da due parti:

1) il modulo di acquisizione e controllo videotex (VAC);
2) il decodificatore teletext.

La funzione del *VAC* è quella di elaborare tutti i dati (agendo da interfaccia) fra la LCU ed il decodificatore teletext. È controllato da un microprocessore. Comprende anche una o più PROM o memorie programmabili; esse servono per immagazzinare i dati necessari all'inizio del collegamento fra televisore e calcolatore, e per immagazzinare il programma e controllare il funzionamento del VAC.

Nel *modo teletext* vengono staccati i collegamenti fra il VAC ed il decodificatore teletext e viene reso inoperativo il VAC; funziona solo il decodificatore teletext.

Nel *modo videotex* vengono staccati i collegamenti che portano segnali teletext in arrivo, viene reso inoperativo il TAC del decodificatore teletext e viene attivato il VAC che prende il controllo di tutte le funzioni del decodificatore videotex, utilizzando (eccetto il TAC) tutte le altre parti del decodificatore teletext (VIP, TIC, memoria, TROM) che servono alla visualizzazione delle pagine.

Il VAC viene realizzato dalla Philips con tre circuiti integrati. Il primo è un microprocessore del tipo 8049. Il secondo è il circuito integrato SAA5070, conosciuto anche con il nome di LUCY, un acronimo derivato dalle funzioni svolte dal circuito integrato. È un circuito integrato a VLSI, a tecnica NMOS, posto in un involucro tipo dual-in-line a 40 piedini, specificatamente progettato per il televisore videotex. Esso integra tutte le funzioni del VAC. La terza parte del VAC è una EAROM del tipo ER1400.

Nella *figura 7* è mostrato come si presenta lo schema a blocchi semplificata

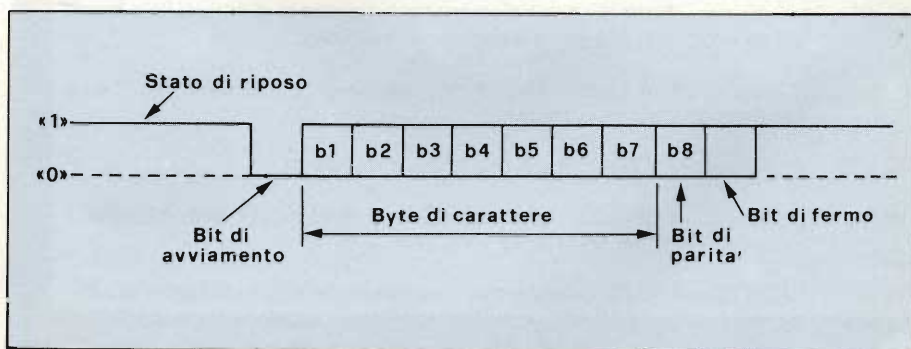



Fig. 4 - Codice di trasferimento dei caratteri nel videotex inglese.

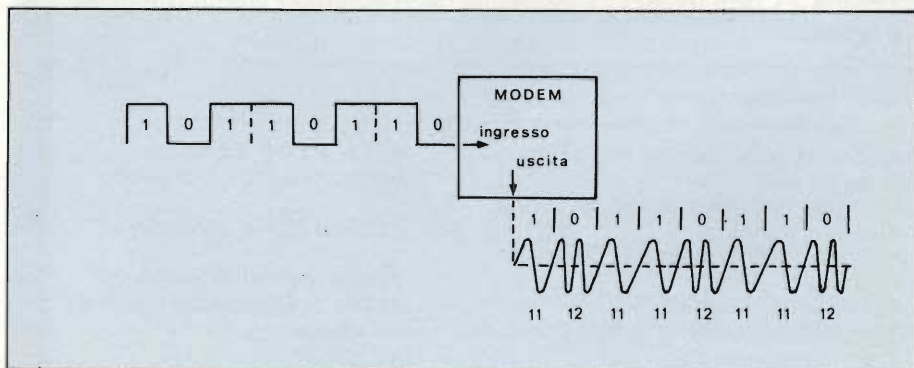



Fig. 5 - Indicazione della modulazione dei bit tipo FSK.

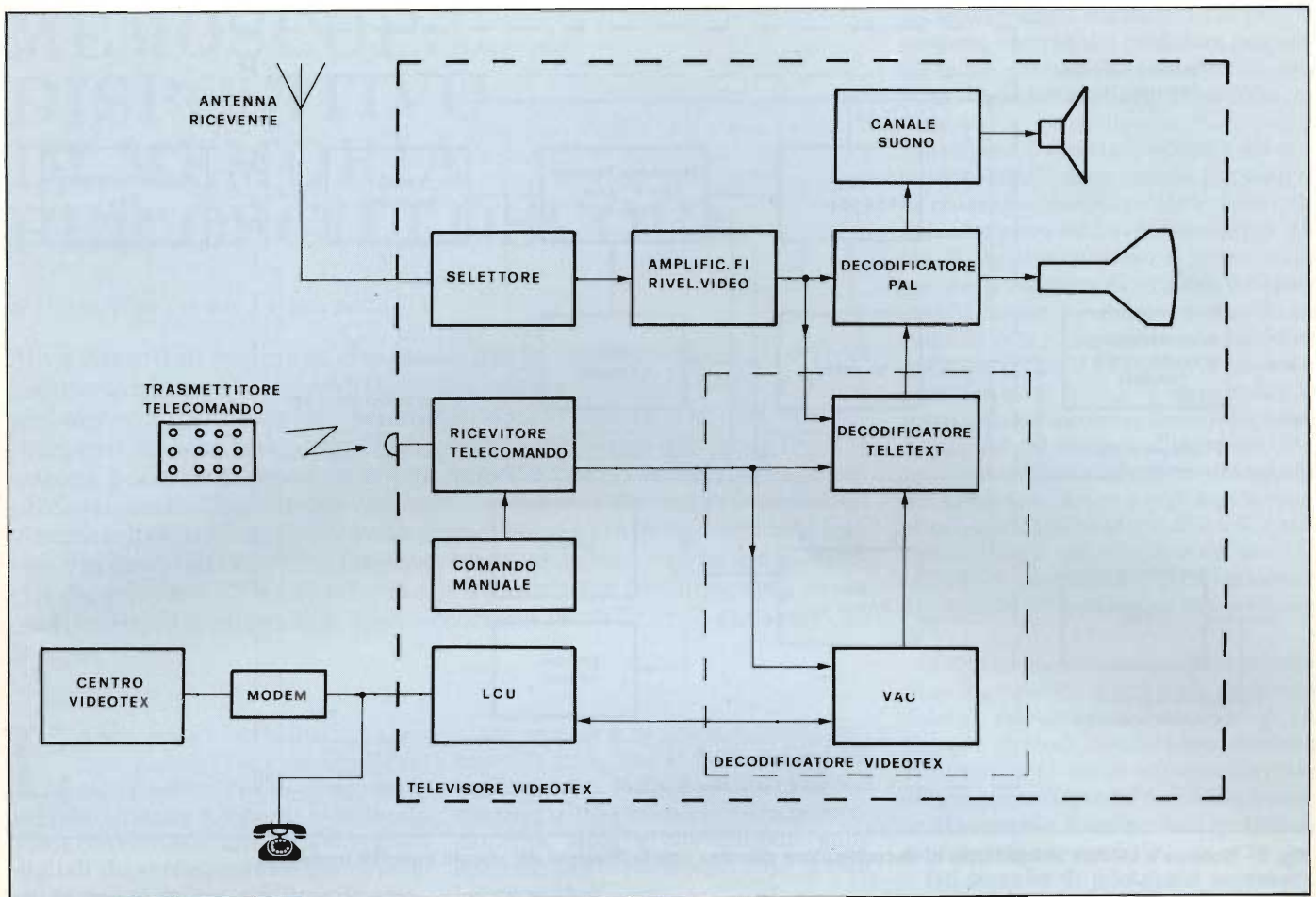



Fig. 6 - Schema a blocchi semplificato di televisore videotex.

del decodificatore videotex (combinato videotex/teletext) che impiega i circuiti integrati sopra indicati.

I comandi videotex

Per permettere al telespettatore di eseguire le operazioni di scelta, di comando e di colloquio col calcolatore da parte del televisore videotex, viene usato un sistema di *telecomando*, simile a quello del televisore teletext, con alcuni tasti e funzioni supplementari (per il modo videotex). Riferiamoci al videotex inglese *Prestel*. Il formato della pagina Prestel è identico a quello della pagina del teletex inglese, cioè 40 caratteri per fila e 24 file per pagina. Le informazioni sono presentate col sistema ad albero (già indicato nella *figura* 2). Viene prima presentata la pagina dell'indice generale, e occorre scegliere una delle varie categorie di informazioni. Viene poi presentato un indice successivo, e la scelta continua finchè viene localizzata la pagina desiderata.

Per ottenere le pagine videotex occorre seguire il seguente *procedimento*, agendo sul telecomando.

1) Premere il tasto videotex: il cinescopio viene liberato (da immagini e da pagine teletext) e la LCU agisce per prendere la linea telefonica. Si accende un LED per indicare che la linea è presa e può cominciare il modo videotex. La linea telefonica è ora connessa all'altoparlante del televisore e si sente il segnale del telefono.
2) Premere di nuovo il tasto videotex: ha luogo l'allacciamento col calcolatore. Vengono trasmessi e controllati il numero e la parola d'ordine dell'utente ed il sistema è funzionante.
   L'altorparlante viene escluso. Il calcolatore identifica l'abbonato e lo saluta con una pagina introduttiva o *pagina di saluto*.
3) Premendo vari tasti seguendo l'indice ad albero, si sceglie l'informazione desiderata.
4) Per sconnettere la linea si preme il tasto corrispondente ad:
   a) fine chiamata (RING OFF), oppure
   b) TV (modo televisione), oppure
   c) TEXT (modo teletext); un impulso della LCU fa interrompere i circuiti videotex.
5) Ci sono inoltre altri accorgimenti per richiamare la linea se il collegamento non viene subito effettuato, per liberare la linea se la portante viene perduta, per liberare la linea se si interrompe l'alimentazione del televisore.

Si vede quindi confermato il fatto che per *l'utilizzazione* del televisore videotex (come per quella del televisore teletext) quale terminale domestico non è necessaria alcuna conoscenza (o pratica) di informatica ed in particolare non è necessaria alcuna conoscenza (o impiego) di linguaggi di programmazione: è il centro videotex che guida l'utente nell'utilizzo e nella lettura dei dati.

Terminale videotex di affari

Il terminale videotex al quale ci siamo finora sempre riferiti è il televisore videotex (combinato teletext/videotex), che funziona da *terminale domestico* (home terminal) nelle abitazioni civili, nei tre modi televisione, teletext e videotex.

Il videotex è però un sistema che si presta anche a soluzioni diverse per il suo terminale (pur utilizzanti lo stesso

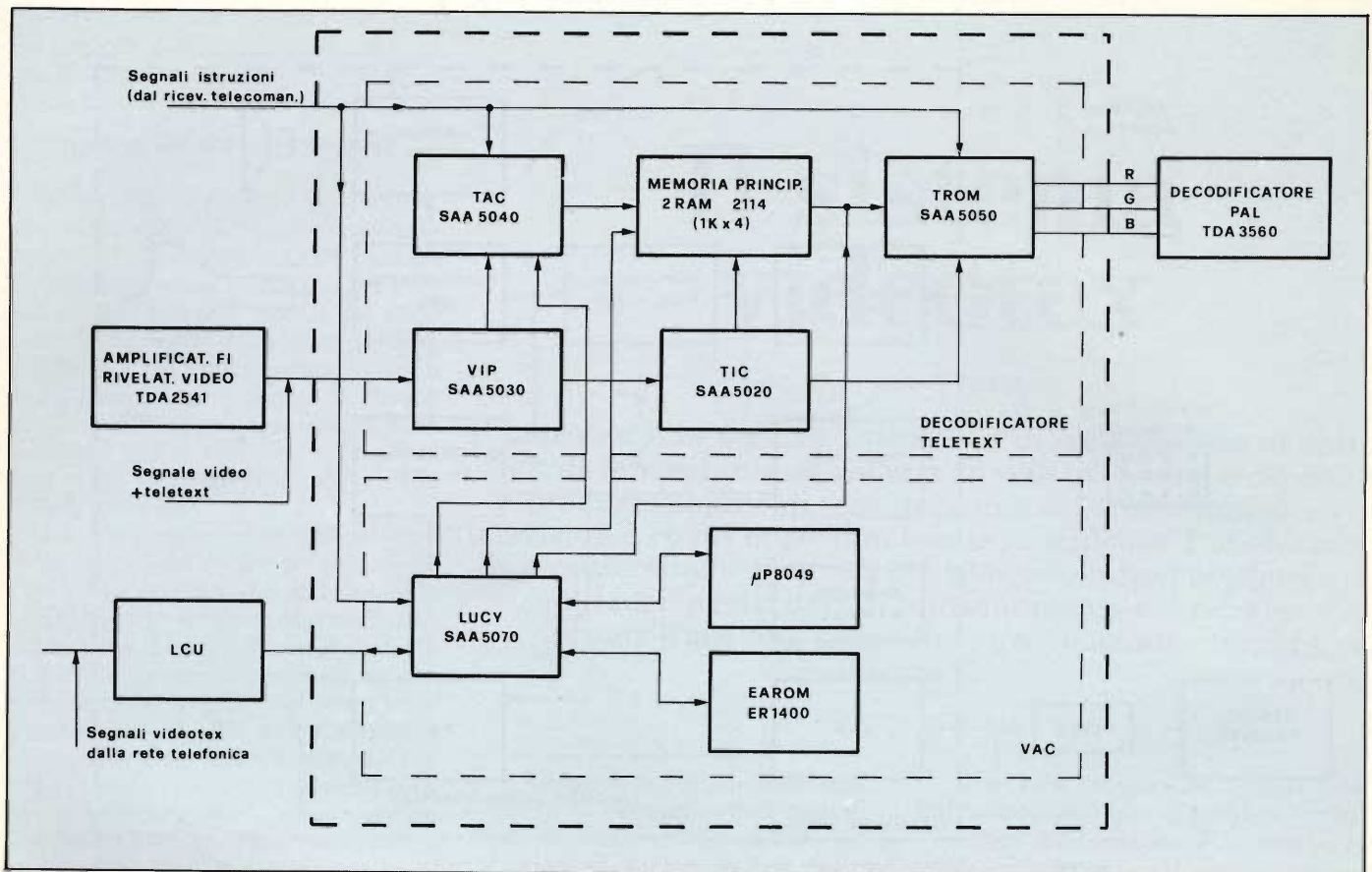



Fig. 7 - Schema a blocchi semplificato di decodificatore videotex con indicazioni dei circuiti integrati impiegati.

sistema e lo stesso standard), a seconda delle esigenze dell'utente. Una seconda soluzione per il terminale videotex è quella del *terminale videotex di affari* (business information terminal). Questa è la soluzione adottata per l'utente (di affari) che sia interessato ad utilizzare solo i servizi videotex.

In particolare questo utente non è interessato ai funzionamenti nel modo televisione e nel modo teletext, ma solo a quello nel modo videotex, e gli sono invece molto utili degli apparecchi addizionali per scrivere i messaggi e registrare le informazioni.

Questo tipo di terminale differisce quindi dal televisore videotex nei seguenti punti:

1) invece di un televisore a colori viene usato un monitore a colori a piccolo schermo (di solito da 14" o da 12");
2) nel telaio sono eliminate le parti che servono a portare i segnali teletext e quelli per le immagini ed il suono, quali: il selettore dei canali, l'amplificatore FI video, il rivelatore video, il canale suono;
3) il decodificatore videotex utilizza, del decodificatore teletext, solo le parti che servono per la visualizzazione della pagine, cioè la memoria, il TIC ed il TROM (e non usa il TAC ed il VIP, che servono per il funzionamento teletext e che vengono eliminati);
4) sono aggiunti di solito: una tastiera alfanumerica (per scrivere i messaggi da inoltrare), un registratore a cassette (per registrare le informazioni videotex in modo da porterle visualizzare sullo schermo in qualsiasi momento) e talvolta anche una stampante (per stampare su un foglio di carta le informazioni videotex).

Il terminale videotex di affari ha in definitiva prestazioni che si avvicinano più a quelle di un calcolatore domestico (home computer) che a quelle di un televisore a colori.

Questo tipo di terminale videotex ha la possibilità di fornire delle prestazioni aggiuntive rispetto a quelle del televisore videotex, fra le quali:

a) l'invio di informazioni verso il centro videotex (ad esempio per risposta a questionari);
b) invio diretto di messaggi da terminale a terminale;
c) l'interconnessione con altri, nuovi servizi pubblici della telematica su rete telefonica (facsimile, teletext).

■

MEMOSCOP: DISPOSITIVO DI MEMORIA PER OSCILLOSCOPI

di Hans Jürgen Brede - prima parte

Sia i circuiti di memoria che quelli per la conversione A/D e D/A hanno largamente approfittato del rapido sviluppo della tecnologia dei microprocessori. La diminuzione del prezzo dei circuiti integrati ha reso possibile l'autocostruzione di un apparecchio che ancora pochissimi anni fa era un oggetto riservato agli utilizzatori professionali. Con l'aiuto dell'oscilloscopio a memoria è possibile visualizzare, in forma di immagine statica sullo schermo, tensioni che variano lentamente, fenomeni non periodici o comunque difficili da rilevare . Per trasformare un normale oscilloscopio in un oscilloscopio a memoria, non occorrerà modificare i suoi circuiti interni.

Lo schema a blocchi dell'apparecchio (*figura 1*) ne chiarisce il funzionamento. Nella posizione a del commutatore S, il segnale esplorato viene convertito in una serie di segnali digitali che successivamente sono inseriti in una memoria, sostituendo continuamente le vecchie serie di valori con nuove serie. Alla ricezione di un impulso di trigger, il circuito di pilotaggio conta una serie di valori di campionamento e pone fine al procedimento di registrazione. Nella posizione b di S il contenuto della memoria viene periodicamente letto e visualizzato sullo schermo dell'oscilloscopio dopo la conversione D/A.

Fig. 1. Schema a blocchi del progetto della memoria, con i più importanti gruppi funzionali.

Costruzione dell'apparecchio

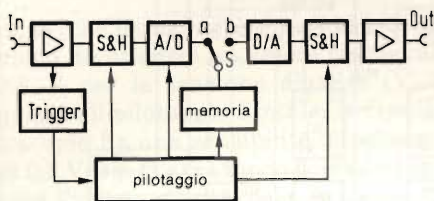
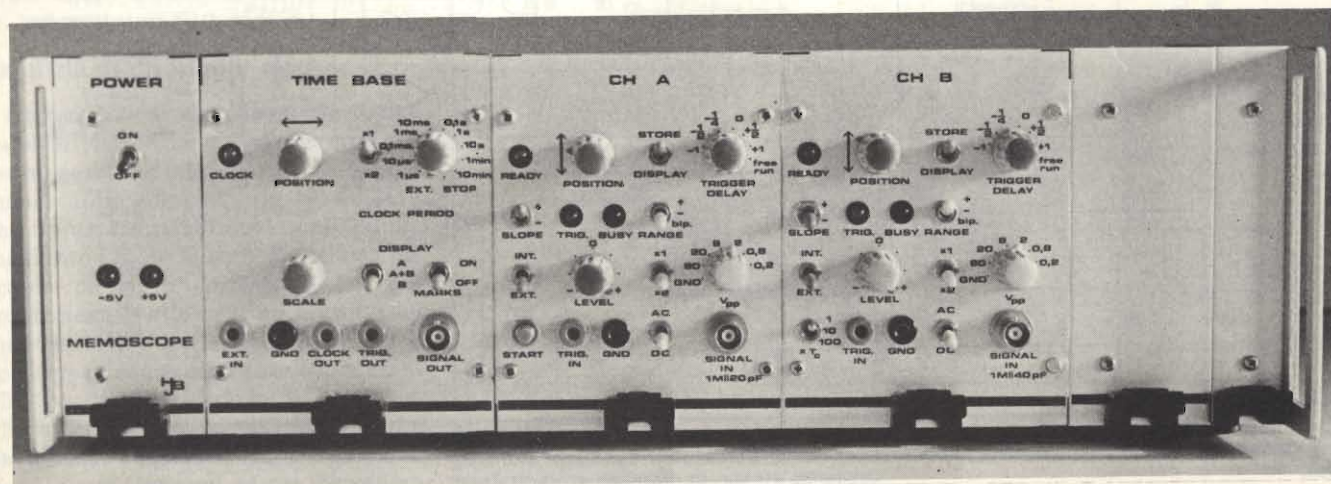
L'apparecchio è composto da tre unità: l'alimentatore, la base dei tempi ed il gruppo canali. Tutte le unità sono montate su schede tipo Europa, e l'insieme è dimensionato in modo da poter essere inserito in un mobile a pannelli estraibili da 19 pollici. Poichè su ciascuna scheda si trovano parecchi fori di ancoraggio, si potranno usare anche mobili di altro tipo.

I collegamenti tra le varie schede avvengono tramite connettori a 31 poli. Il concetto costruttivo modulare permette, in un successivo momento, di ampliare l'apparecchio con un secondo canale.

In *figura 2* appare lo schema del modulo inseribile di un canale. Per motivi di chiarezza non sono stati disegnati l'alimentatore ed i condensatori di filtro. A sinistra in basso si possono osservare il partitore di tensione ed il preamplificatore d'ingresso. Segue il circuito di campionamento e tenuta formato da ES1, C2 ed A2. Una tensione continua di 0 V, 1,2 V oppure 2,4 V potrà essere sommata, tramite S6 e mediante A5, al segnale d'ingresso che, per ottenere la modulazione alla massima ampiezza, dovrà avere una tensione massima (picco-picco) di 2,4 V. Sarà così utilizzato nel migliore dei modi il campo di variazione della tensione d'ingresso del successivo convertitore A/D.

Volendo memorizzare l'andamento di un segnale, si porterà S7 in posizione "store". Ad ogni fronte negativo degli impulsi di clock che arrivano tramite N6, verrà prodotto un impulso di avviamento per mezzo di FF1 ed FF2 e tramite N1: questo impulso farà partire il processo di conversione.

Gli impulsi di pilotaggio necessari, che hanno una frequenza di circa 600 kHz, sono prodotti da un generatore formato da I1....I4. Alla fine, IC9 eroga il segnale risultante con una risoluzione di 8 bit; il segnale verrà memorizzato metà in IC11 e metà in IC12. IC15, sincronizzato dagli stessi impulsi di clock, provvede all'interrogazione ciclica di tutte le 1024 locazioni di memoria.

Presupponendo che i commutatori S3 ed S4 si trovino nelle posizioni segnate sullo schema, e se il segnale d'ingresso amplificato supera il livello predisposto mediante il potenziometro P1

("level"), la tensione di uscita di A3 assumerà un valore negativo. Questo impulso di trigger fa basculare il flip flop RS formato da I5, I6 ed R34, e l'evento viene segnalato dall'accensione del LED3 ("busy"). Contemporaneamente l'ingresso di reset di IC16 viene portato al livello logico "0", e l'integrato inizia a contare gli impulsi di clock che arrivano dopo l'istante di trigger.

Se il commutatore S8 ("trigger delay") si trova, per esempio, in posizione "0", Q11 va al livello logico "1" alla comparsa del 1024esimo impulso e fa accendere, tramite T2, il LED2 ("ready"): di conseguenza si spegne di nuovo il LED3. Contemporaneamente, il collettore di T2, che si trova al potenziale di massa, interdice la porta logica N6, impedendo così l'elaborazione di ulteriori impulsi di clock. Viene inoltre inserito in IC14 un livello logico "1" con il quale è contraddistinto l'ultimo valore inserito.

Frequenza di lettura: 200 kHz

Se ora si commuta S7 su "display", IC15 riceve una serie di impulsi di lettura ad una frequenza di circa 200 kHz, e perciò il contenuto della memoria sarà letto circa 200 volte al secondo. Il segnale, riconvertito da IC13 in una tensione analogica e prelevato tramite A6 ed un secondo circuito di campionamento e tenuta, sarà infine disponibile al contatto 8 del connettore, con elevata impedenza di uscita. Inoltre, il flip flop formato da I5 ed I6 verrà settato tramite D9 ed il contatore IC16 sarà azzerato.

IC10 appare due volte in figura 2. Il suo impiego come stadio d'ingresso per il canale B (rappresentato nello schema sotto il partitore di tensione d'ingresso) verrà descritto nel paragrafo "ampliamenti". Questo integrato, inserito nel modulo del canale A, servirà a generare i marcatempo, (visualizzati tramite IC11), che permettono un'esatta valutazione dell'andamento temporale del segnale in esame.

Lo schema della base dei tempi è rappresentato in *figura 3*. La produzione effettiva degli impulsi di clock è compito di IC28 (tipo MK 5009, di produzione Mostek). Questo speciale circuito integrato contiene un oscillatore, parecchi divisori ed un multiplatore per la scelta del rapporto di divisione desiderato. La selezione avviene applicando una parola digitale di 4 bit ai piedini 11....14. La matrice a diodi permette l'impiego di un semplice commutatore rotativo a 12 posizioni (S12). Il riferimento di frequenza è costituito da un quarzo da 1 MHz. Il commutatore S13 permetterà di scegliere tra la frequenza di uscita originale, presente al piedino 1 di IC28, e la stessa frequenza divisa per due.

Siccome il convertitore A/D può essere pilotato da una frequenza massima di 50 kHz, si potrà scegliere tra 17 diverse frequenze di clock. La successiva uscita, tramite I9.....I11, permette di utilizzare l'apparecchio come generatore campione per altri impieghi. La posizione "ext" di S12 permette il pilotaggio del convertitore A/D mediante frequenze esterne fino a 50 kHz massimi, che verranno applicate alla boccola "ext.in".

Al di sopra della matrice a diodi possiamo vedere l'amplificatore d'uscita (A8). In realtà si tratta di un attenuato-

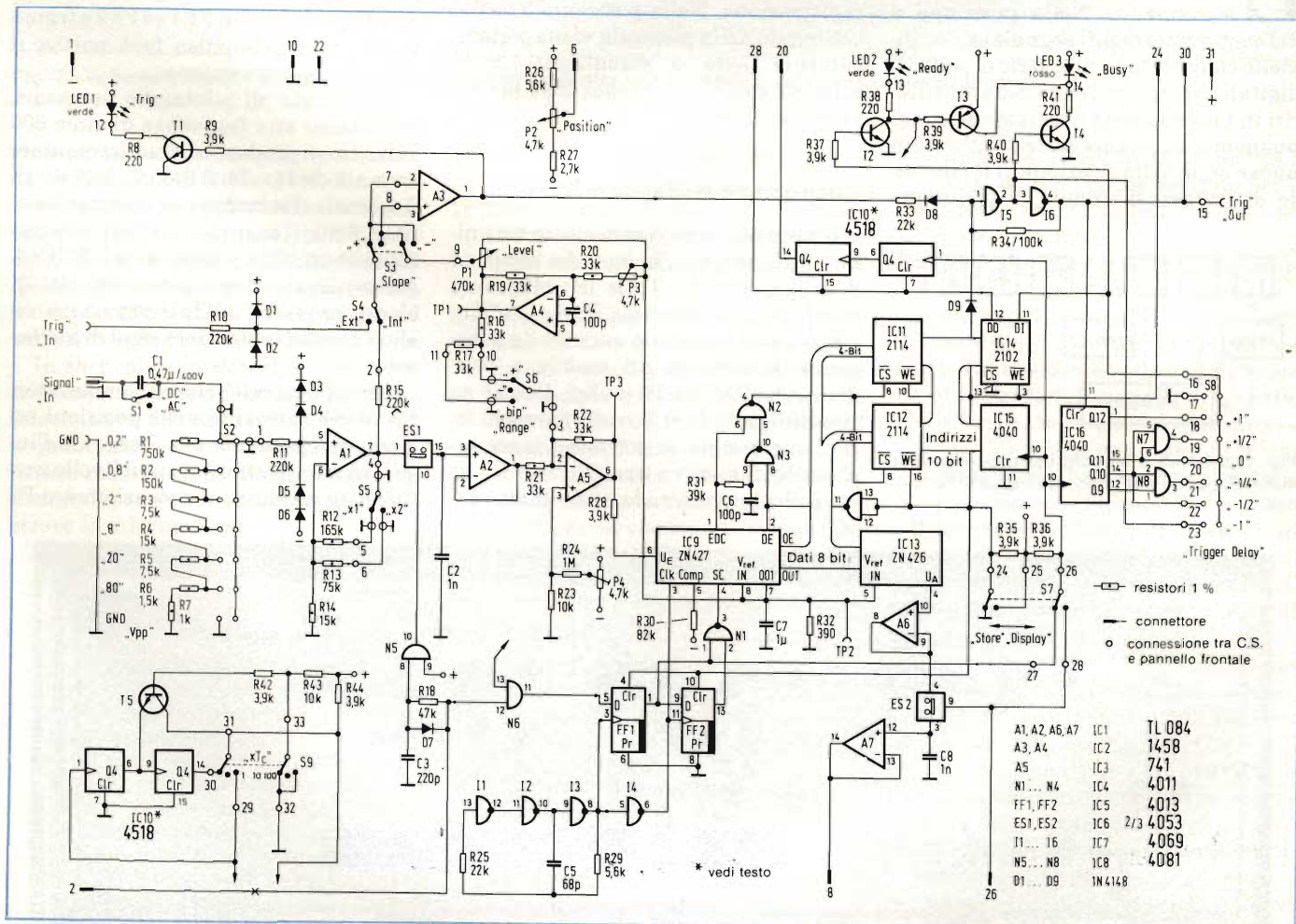



Fig. 2. Schema completo del modulo di uno dei canali. Questa parte del circuito dovrà essere montata su una scheda Europa a doppia faccia incisa.

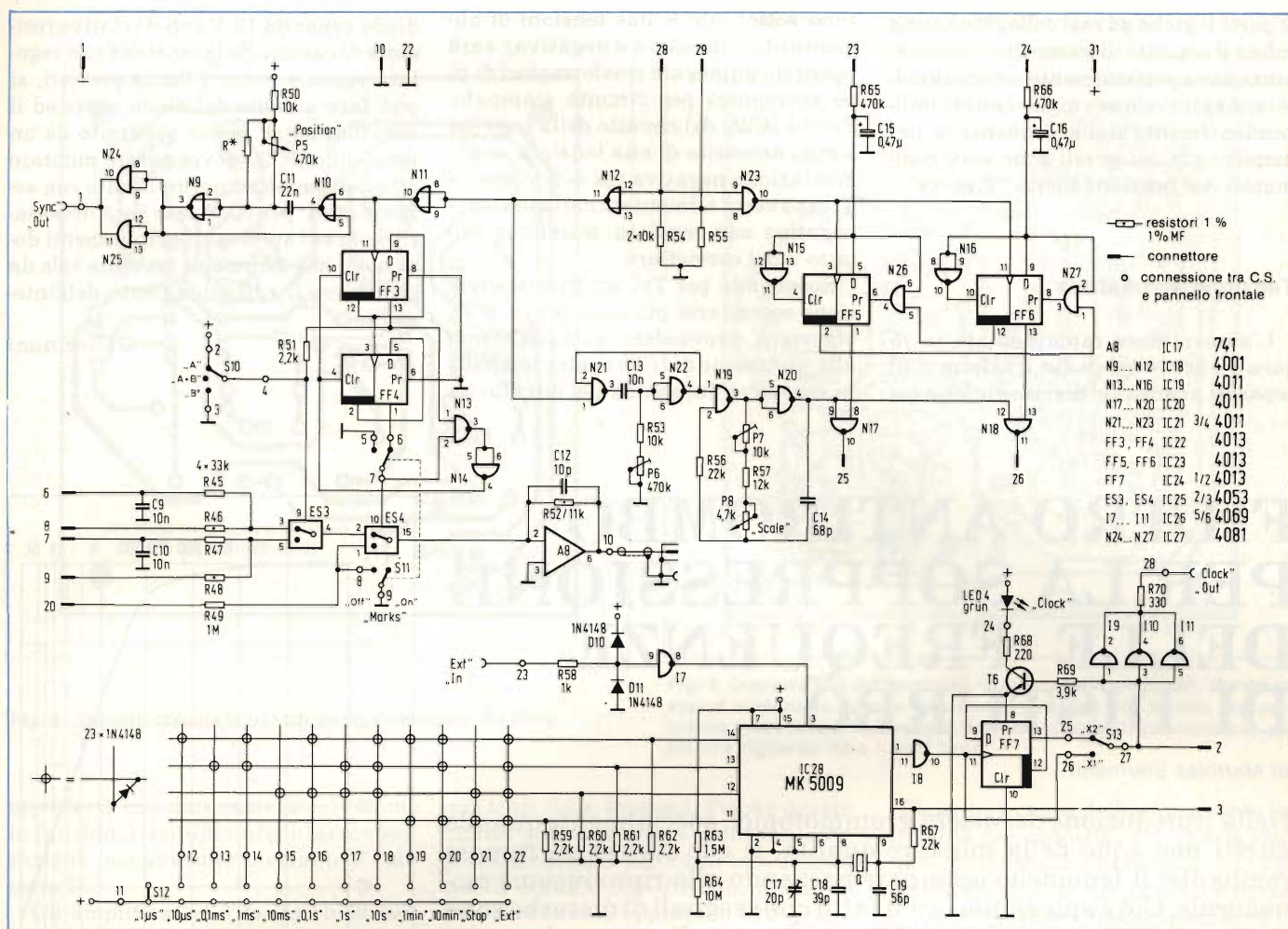



Fig. 3. Schema della base dei tempi.

re, perchè il guadagno è pari ad 1/3, in modo da ottenere un valore preciso di 0,8 V per la tensione d'uscita (V_{pp}) quando il pilotaggio è totale. Se l'oscilloscopio ha una sensibilità d'ingresso di 0,1 V/cm si avrà modo così di utilizzare l'intera altezza dello schermo. I due commutatori elettronici ES3 ed ES4, pilotati da FF3 ed FF4, fanno in modo che sullo schermo appaia il segnale voluto, a seconda della posizione dei commutatori S10 ed S11.

Garanzia di un trigger sicuro

Gli impulsi di marcatura che si trovano ai piedini 28 e 29 del connettore fanno scattare, tramite N12 ed N11, il monostabile composto da N9 ed N10 che ha un tempo d'impulso regolabile mediante P5. Se la traccia dell'oscilloscopio parte in corrispondenza del fronte negativo del segnale d'uscita del monostabile, l'oscillogramma si potrà spostare in senso orizzontale mediante P5 ("position"), in modo da poter meglio esaminare i particolari alle più alte velocità di scansione. Se il campo di regolazione dovesse essere eccessivo (l'immagine saltella), lo si potrà ridurre collegando in parallelo il resistore R *.

Il secondo monostabile, formato da N19 e da N20, è contemporaneamente avviato dagli impulsi di marcatura: esso arresta, per circa 0,5 ms, l'oscillatore che genera la frequenza di lettura (200 kHz) dopo ciascun ciclo completo di lettura, in modo da garantire una sicura partenza della traccia sullo schermo (trigger). La frequenza di lettura può essere variata di circa ± 10 % mediante P8 ("scale"). I due flip flop FF5 ed FF6 e

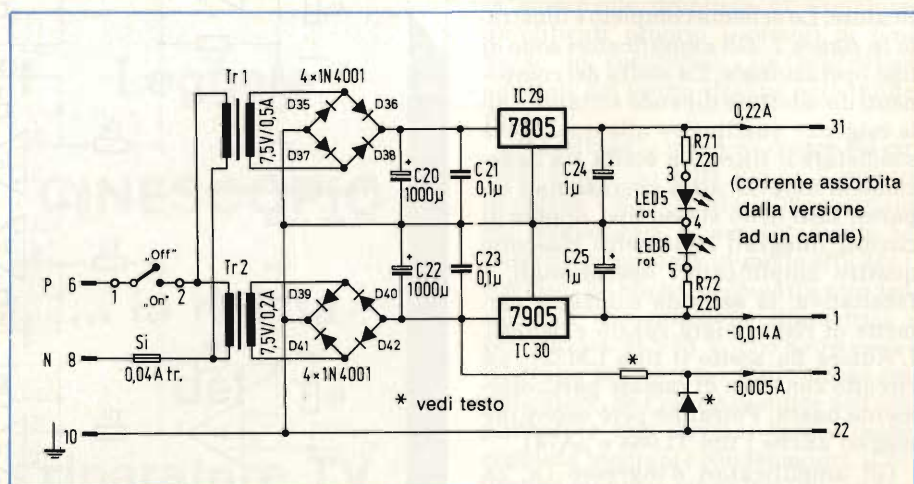



Fig. 4. Schema dell'alimentatore che genera le tensioni di alimentazione simmetriche. La tensione negativa non alimenta un carico molto elevato, perciò è stato montato un trasformatore separato di minore potenza.

le porte logiche ad essi collegate hanno infine il compito di garantire la rappresentazione perfettamente sincrona delle immagini relative ai due canali, indipendentemente dalla sequenza e dal momento in cui questi sono stati commutati nel funzionamento "display".

Tensione simmetrica

L'alimentatore rappresentato in *figura 4* è provvisto di due trasformatori separati a causa del diverso carico a cui sono sottoposte le due tensioni di alimentazione (positiva e negativa): sarà possibile impiegare trasformatori di tipo economico per circuito stampato. Poichè IC28, del circuito della base dei tempi, necessita di una tensione di alimentazione negativa tra — 9 V e — 14 V, esso verrà alimentato dalla tensione negativa non regolata, tramite il contatto 3 del connettore.

Scegliendo per Tr2 un tipo con tensione secondaria più alta (per es. 9 V), occorrerà provvedere eventualmente alla protezione di IC28 contro le tensioni eccessive, inserendo nel circuito un diodo zener da 12 V con il relativo resistore di caduta. Se la tensione non regolata rimane entro i limiti previsti, si può fare a meno del diodo zener ed il resistore potrà essere sostituito da un ponticello. IC29 dovrà essere montato su un dissipatore normalizzato con sezione ad U: per IC30 esso sarà necessario solo se i successivi ampliamenti dovessero assorbire una corrente tale da richiedere il raffreddamento dell'integrato.

(Continua)

FILTRO ANTIROMBO PER LA SOPPRESSIONE DELLE FREQUENZE DI DISTURBO

di Matthias Eiermann

Nella riproduzione dei dischi grammofonici, specialmente quando questi non sono della migliore qualità, si ode spesso un rumore rombante: il fenomeno scompare passando alla riproduzione monoaurale. Ciò è spiegabile con il fatto che i segnali di disturbo sono esattamente in opposizione di fase nei due canali stereo e si sovrappongono annullandosi nella riproduzione mono. Non volendo rinunciare al suono stereofonico, sarà necessario uno speciale filtro che esegua la miscelazione mono delle frequenze più basse, lasciando passare nei canali stereo soltanto quelle più alte.

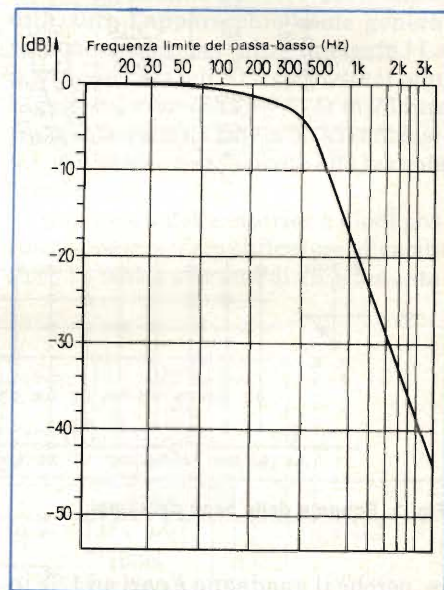



Fig. 2. Curva rilevata del filtro passa-basso.

Per la soppressione del rombo è stato progettato un circuito che può essere collegato senza difficoltà all'uscita monitor dell'amplificatore. Lo schema completo è illustrato in *figura 1*. Gli amplificatori sono di tipo operazionale. La scelta dei componenti da adottare dipende soltanto dalle esigenze qualitative alle quali deve soddisfare il filtro. La scelta tra l'adozione di amplificatori operazionali separati tutti dello stesso tipo, oppure di circuiti integrati contenenti ciascuno quattro amplificatori operazionali, è facoltativa: la seconda soluzione permette di risparmiare spazio e denaro. L'Autore ha scelto il tipo LM324, un circuito con cifra di rumore particolarmente bassa. Potranno però essere impiegati anche i tipi TL084 e µA741.

Gli amplificatori d'ingresso 1a, 2a servono alla conversione di impedenza ed all'adattamento di livello audio; quest'ultimo è necessario quando si

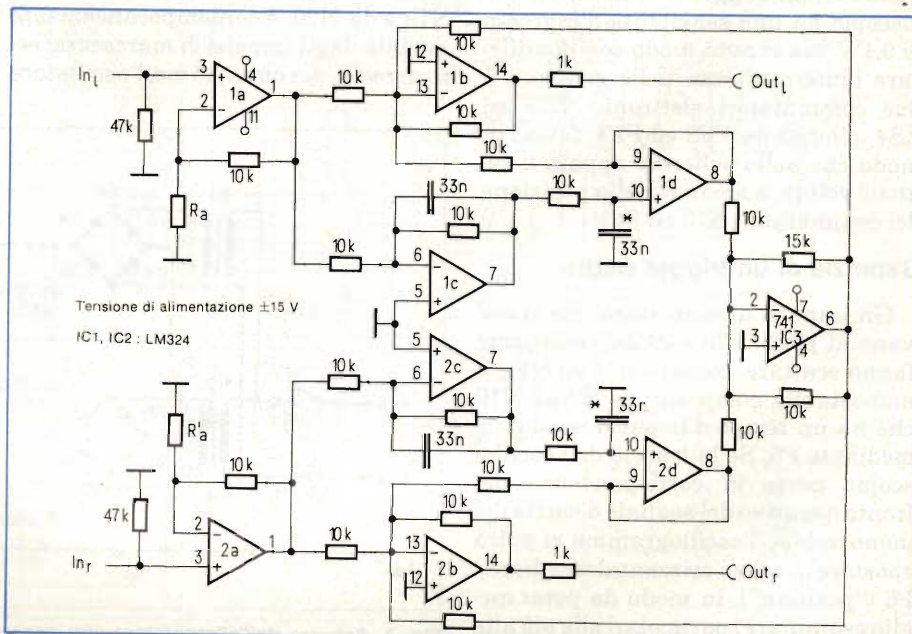



Fig. 1. Nel circuito del filtro antirombo sono impiegati due amplificatori operazionali quadrupli ed uno singolo.

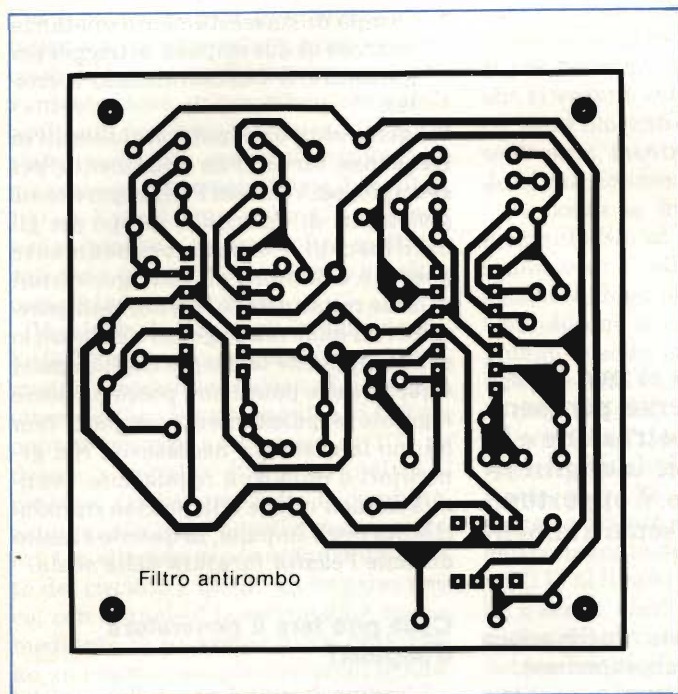



Fig. 3. Circuito stampato per un facile montaggio del filtro.

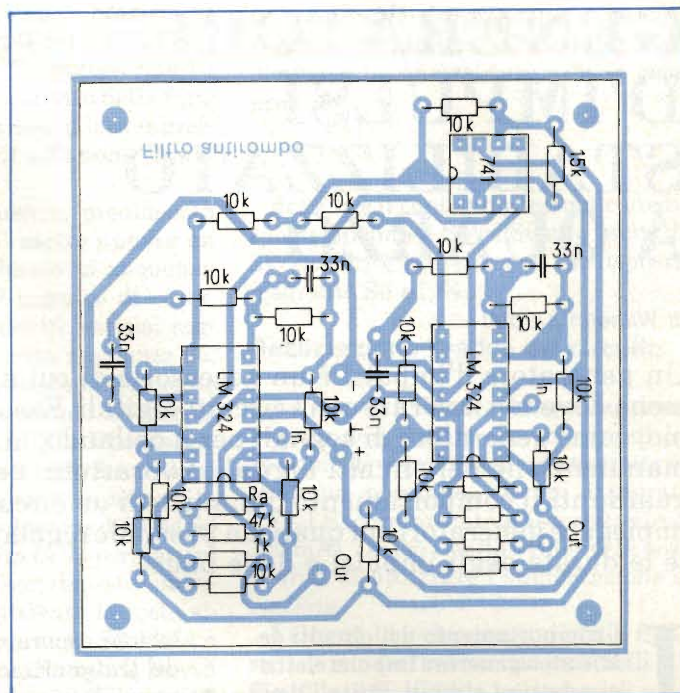



Fig. 4. Disposizione dei componenti sul circuito stampato, che dovrà essere alimentato da una tensione simmetrica ben filtrata. Occorre inoltre prevedere una buona schermatura (scatoletta metallica) per ciò che riguarda Ra e *, vedi testo.

manifesta una diminuzione del volume in funzionamento monitor e la compensazione può avvenire mediante il resistore R_a.

Gli amplificatori d'uscita 1b, 2b servono a miscelare i diversi segnali provenienti dal filtro ed a garantire una bassa resistenza di uscita.

I filtri passa-basso 1c, 2c, insieme agli amplificatori b, suddividono il segnale in una banda a bassa frequenza ed in una ad alta frequenza. Le alte frequenze sono mandate all'uscita inalterate, mentre le frequenze più basse di entrambi i canali stereo vengono mandate all'amplificatore miscelatore IC3 che ne effettua la miscelazione. I disturbi in opposizione di fase saranno così eliminati ed all'uscita dell'amplificatore apparirà il segnale miscelato. Questo è l'unico punto debole del circuito. I segnali di tono molto grave e pressochè unilaterali appaiono all'uscita leggermente indeboliti. Ciò è conseguenza della formula secondo la quale agisce questo amplificatore

$$V_{use} = -(V_{ins} + V_{in}D)/2$$

Per $V_{ins} = V_{inD} = 1$ V, avremo $V_{USC} = 1$ V; questo valore corrisponde a 0 dB ed è corretto. Se però $V_{inS} = 1$ V e $V_{inD} = 0$ V, la tensione d'uscita V_{USC} sarà attenuata di 3 dB. La possibilità di scostamento sarà di conseguenza pari a ±1,5 dB. Questo errore potrebbe essere eliminato solo con circuiti molto complessi, in quanto occorrerebbe considerare come fattore supplementare la differenza dei quadrati delle tensioni. Poichè questo difetto potrebbe essere eventualmente percepibile solo per confronto diretto con il segnale non filtrato, l' Autore non ha ritenuto opportuno sviluppare un circuito di tale tipo.

La frequenza limite del doppio filtro RC è stata regolata a 340 Hz, con una pendenza di 12 dB. Togliendo i condensatori contrassegnati da un asterisco (escludendoli eventualmente con un interruttore), la pendenza assumerà un valore di 6 dB/ottava. Entro la zona di transizione, il filtro non è però ancora efficiente a causa dello sfasamento introdotto dai condensatori: la sua azione si manifesterà a partire da circa 100 Hz (*figura 2*). Con ciò vengono soppressi, oltre ai rumori, anche le tensioni di ronzio in controfase provenienti dalla sorgente del segnale audio.

Ancora un suggerimento per gli appassionati del sistema "Quadrosonic" (Saba): con questo filtro verrà evitata l'emissione delle basse frequenze da parte delle casse acustiche "Quadrosonic". Poichè bisogna comunque rinunciare ai toni bassi (vedi sopra), il filtro è particolarmente utile in questo caso, dato che il sistema "Quadrosonic" ha la spiacevole proprietà di riprodurre amplificati proprio i rumori di tono basso in controfase. La sensazione spaziale del suono rimane però inalterata.

Il montaggio potrà avvenire sul circuito stampato della *figura 3*, mentre in *figura 4* è illustrata la disposizione dei componenti. E' assolutamente necessario schermare in modo efficace il circuito. E' anche necessaria una tensione di alimentazione simmetrica e ben filtrata di ±15 V, che potrà essere ricavata, per esempio, dallo stesso amplificatore. Se l'uscita monitor dell'amplificatore non dovesse essere disaccoppiata mediante condensatori, si dovranno montare senz'altro tali condensatori all'ingresso ed all'uscita del filtro.

GENERATORE D'IMPULSI STABILIZZATO A QUARZO

di Wilhelm Klüpfel

Un generatore d'impulsi è un accessorio di cui non si può fare a meno dovendo lavorare con i circuiti digitali. Esso serve, per esempio, come generatore di segnali per il collaudo, la costruzione e la manutenzione dei circuiti digitali. Soprattutto per le indagini riguardanti il comportamento dinamico di un circuito, è opportuno impiegare generatori sui quali sia possibile regolare separatamente le durate degli impulsi e delle pause.

Il comportamento dei circuiti destinati a generare impulsi elettrici adatti ai circuiti digitali deve soddisfare alle seguenti condizioni:

* Assenza di deformazioni degli impulsi (inclinazione dei fianchi, oscillazioni sovrapposte, inclinazione del tratto orizzontale superiore)
* tempi di transito (tempi di risalita e di ritardo)
* Sensibilità al trigger (durata degli impulsi necessari)
* Tempo di riassestamento (distanza minima di due impulsi di trigger per garantire il funzionamento corretto).

I generatori di impulsi stabilizzati in frequenza servono da riferimento, per esempio, per i circuiti PLL oppure come generatori di marche di tempo per gli oscilloscopi. Contemporaneamente possono sostituire gli altri generatori di onde rettangolari. Nei normali generatori ad onde rettangolari c'è spesso lo svantaggio che la durata degli impulsi e quella delle pause non possono essere regolate separatamente, oppure non hanno la costanza necessaria. Nei generatori d'impulsi a regolazione continua manca anche una precisa riproducibilità degli impulsi, in quanto è molto difficile l'esatta taratura della scala.

Cosa può fare il generatore d'impulsi?

L'ordine di grandezza della precisione del generatore nei confronti dei tempi predisposti dovrebbe garantire uno scostamento inferiore a 10 alla meno 6.

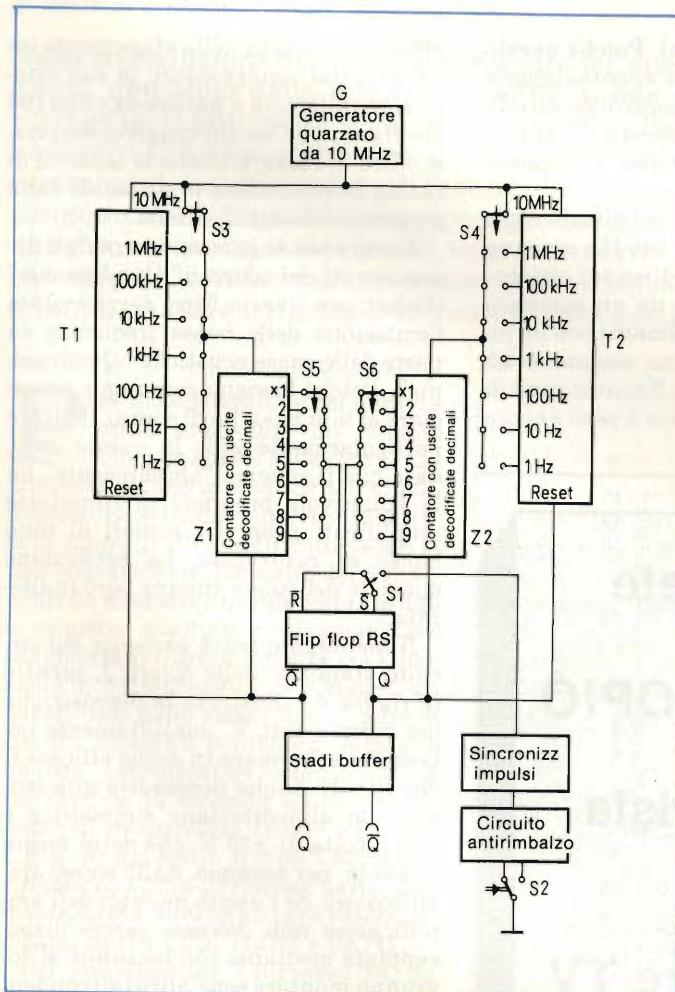



Fig. 1. Questo schema a blocchi permette di comprendere facilmente il funzionamento del generatore d'impulsi.

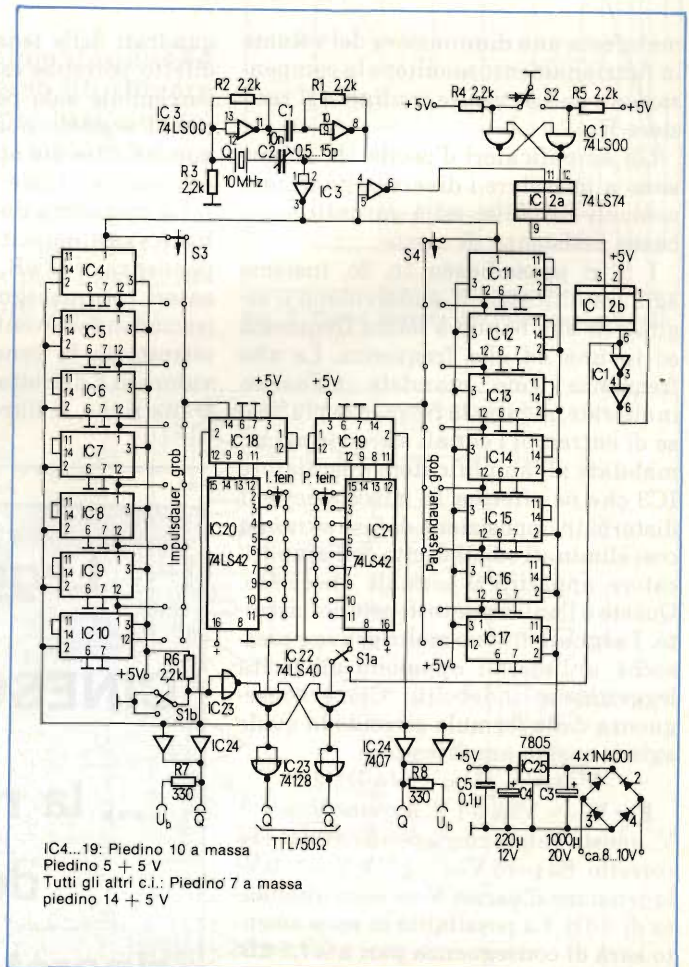



Fig. 2. Schema completo del generatore d'impulsi, che contiene un oscillatore a quarzo atto a garantire la massima stabilità di frequenza. I blocchi funzionali dello schema di figura 1 sono facilmente riconoscibili.

Ciò è possibile solo ricavando tutti i tempi da un generatore quarzato, nel quale le durate degli impulsi e rispettivamente delle pause siano regolabili mediante commutatori a gradini. Sono state scelte le seguenti regolazioni grossolane dei tempi: 100 ns, 1 μs, 10 μs, 100 μs, 1 ms, 10 ms, 100 ms, 1 s. Questi tempi possono essere inoltre moltiplicati per i fattori 1...9 mediante un altro commutatore a gradini.

Poichè la durata degli impulsi e quella delle pause sono regolabili separatamente, è possibile in caso di necessità ottenere dopo 9 s un impulso di 100 ns, oppure inserire una pausa di 100 ns dopo un impulso di 9 s, ed inoltre si possono predisporre tutte le combinazioni possibili tra questi due casi estremi. Un ulteriore modo di funzionamento del circuito è quello ad impulso unico, con il quale è possibile dare inizio, mediante la pressione di un pulsante, ad un impulso singolo di durata regolabile tra 100 ns e 9 s.

Il funzionamento dell'apparecchio può essere chiarito nel migliore dei modi con l'aiuto dello schema a blocchi di *figura 1*. Partendo da una situazione di livello alto all'uscita Q del flip flop RS, si può osservare che i contatori Z2 e T2 che si vedono sul lato destro della figura, sono bloccati tramite il loro ingresso di reset, mentre Z1 e T1 sono in grado di funzionare.

Z1 conta la frequenza, predisposta mediante S3, ed all' uscita appare un impulso di livello basso in sequenza decimale dopo ogni impulso di clock. Quando uno dei suddetti impulsi raggiunge l'uscita prescelta mediante S5, il flip flop RS viene resettato: Q assume il livello basso, bloccando di conseguenza Z1 e T1, mentre Z2 e T2 ora sono liberi di funzionare. Il ciclo descritto si ripete, solo che ora sarà in azione la parte destra e la regolazione di S4 ed S6 determinerà la durata della permanenza di Q al livello basso; rispettivamente, quando verrà riattivata la metà sinistra del circuito, saranno S3 ed S4 a determinare quanto a lungo Q dovrà rimanere a livello alto, e così di seguito.

Si può perciò constatare che con S3 ed S5 è possibile regolare la durata degli impulsi e che con S4 ed S6 è possibile regolare la durata delle pause del segnale che appare all'uscita Q. Evidentemente, questa durata "t" è sempre:

$$t = N \cdot \frac{1}{f}$$

dove N è il conteggio decimale predisposto mediante S5 ed S6 alle uscite di Z1/Z2 ed f è la frequenza predisposta mediante S3 ed S4.

Realizzazione pratica del circuito

La *figura 2* illustra la realizzazione pratica del circuito. Per motivi di risparmio di corrente sono stati adottati, ovunque possibile, circuiti integrati TTL-LS (corrente totale assorbita circa 300 mA). Da ciò risulta evidente la possibilità di utilizzare l'alimentazione a batteria.

I singoli blocchi circuitali della figura 1 sono facilmente riconoscibili. Il flip flop RS (IC22) è provvisto di uno stadio buffer all'uscita, che permette di collegare un carico a livello TTL di 50 Ω. Due stadi pilota a collettore aperto

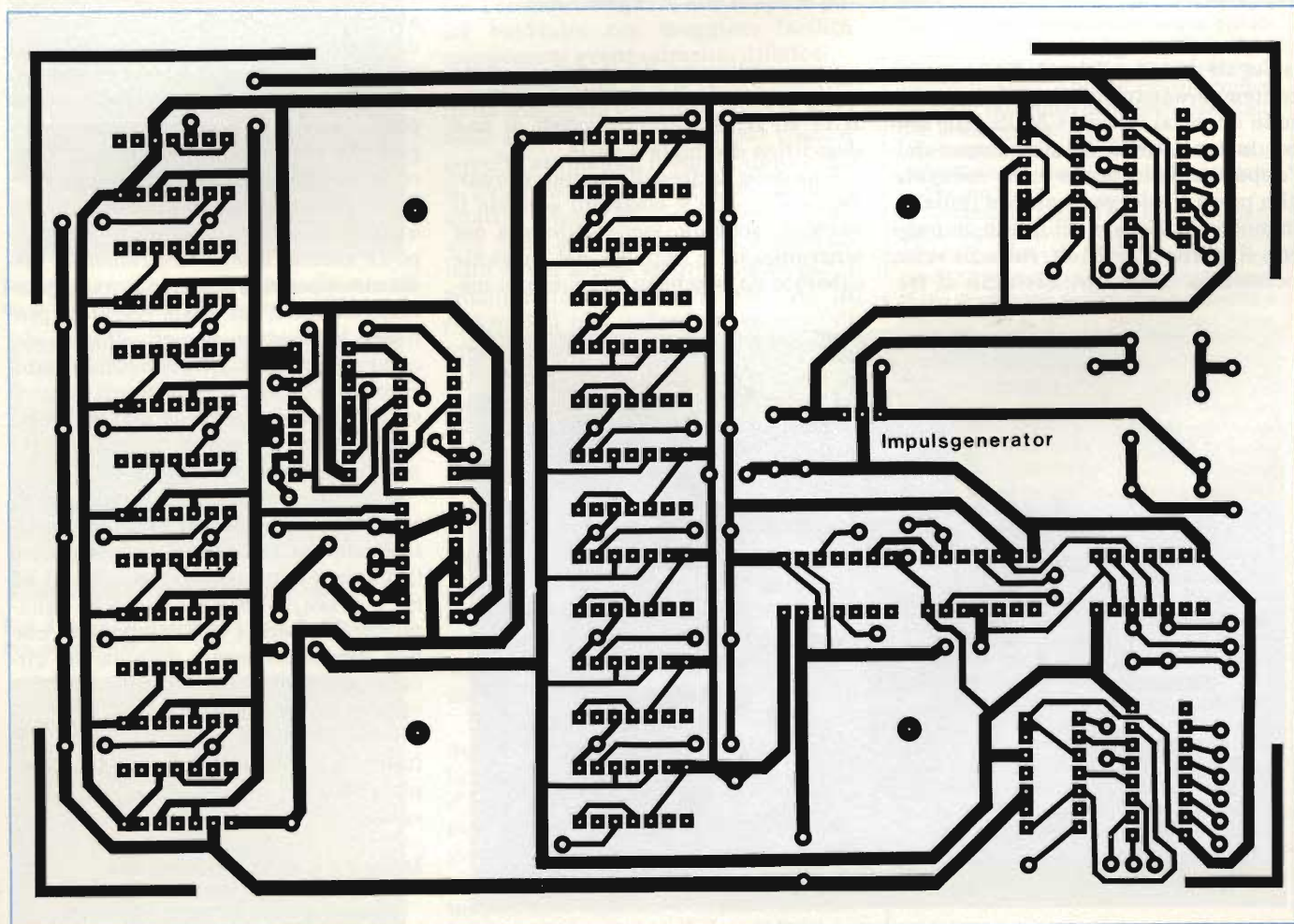



Fig. 3. Lo strumento potrà essere facilmente montato su questo circuito stampato, sul quale verranno disposti quasi tutti i componenti, esclusi quelli da montare direttamente sul pannello frontale ed il trasformatore.

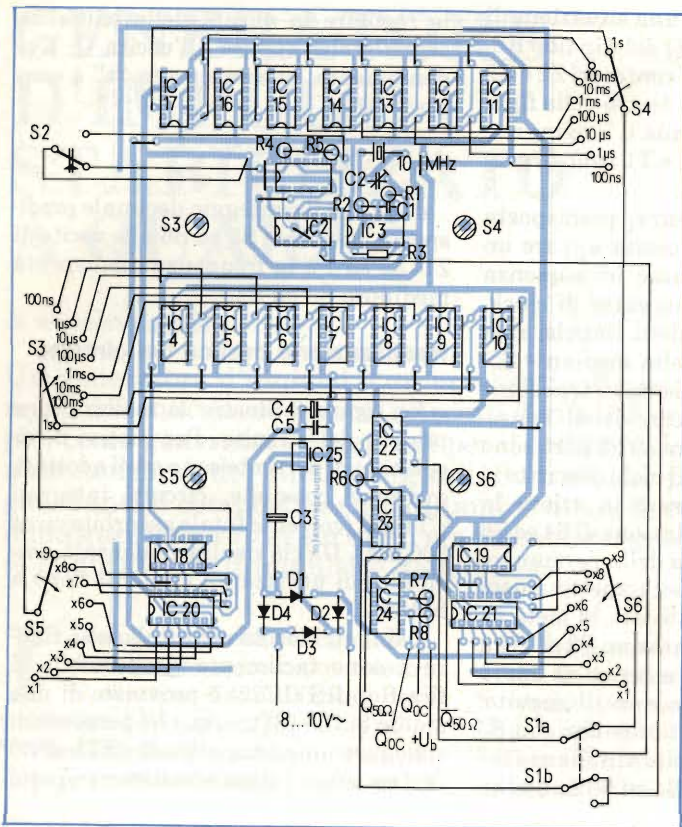



Fig. 4. Disposizione dei componenti e cablaggio del circuito stampato. E' consigliabile impiegare zoccoli per i circuiti integrati. I componenti eventualmente difettosi potranno così essere più facilmente sostituiti. Per motivi di sicurezza, il regolatore di tensione dovrà essere provvisto di una piccola piastra di raffreddamento.

collegati in parallelo (IC24) servono contemporaneamente ad adattare l'uscita anche ai circuiti CMOS. Allo scopo, la tensione di alimentazione dell'apparecchio in prova viene collegata alla presa Vb del generatore d'impulsi, in modo da ottenere, all'uscita, impulsi con il livello CMOS di volta in volta necessario. I divisori decimali di frequenza utilizzano il ben noto circuito equipaggiato con il 7490, nel caso che IC18 ed IC19 siano provvisti di una decodifica decimale a valle.

Una delle uscite dell'oscillatore quarzato (IC3), che è costruito secondo il normale schema, viene utilizzata per sincronizzare l'impulso del pulsante (liberato dai rimbalzi del contatto mediante IC1) con l'oscillazione a 10 MHz; in caso diverso, la durata dell'impulso d'uscita nel funzionamento ad impulso singolo verrebbe aumentata di un tempo casuale di valore tra 0 e 100 ns. Il secondo flip flop D di IC2 genera un breve impulso di trigger, dell'ordine di grandezza di 20 ns. Durante i rimbalzi dei contatti di S1b (accoppiato ad S1a) ci sarà la garanzia che, nella commutazione ad impulso singolo, l'uscita Q sia a livello basso nello stato di riposo.

Costruzione del circuito stampato

Il montaggio del circuito sulla basetta stampata di *figura 3* non dovrebbe riservare alcuna difficoltà. Per poter elaborare le frequenze piuttosto alte possibili con i normali circuiti integrati TTL della serie LS, si è rinunciato all'impiego di interruttori elettronici a causa del loro tempo di transito piuttosto elevato, ricorrendo invece a normali commutatori a scatti. Nell'interesse della sicurezza costruttiva (collegamenti cablati corti), questi ultimi sono stati montati direttamente sul circuito stampato (*figura 4*). S3, S4, S5 ed S6 dovranno essere fissati mediante viti negli spazi appositamente contrassegnati e lasciati liberi sul circuito stampato; i contatti dovranno essere collegati alle piste mediante cablaggi (*figura 5*). In questo modo viene anche facilitato l'inserimento in un mobiletto, in quanto il circuito stampato completo potrà essere fissato direttamente, mediante opportuni distanziatori, al pannello frontale, sul quale verranno praticate le forature per gli alberini dei commutatori. S3...S6 sono commutatori rotativi (1 via, 12 posizioni), provvisti di fermo di finecorsa regolabile. S3 ed S4 dovranno essere limitati ad otto posizioni, S5 ed S6 a nove.

Il raddrizzatore ed il regolatore di tensione si trovano anch'essi sul circuito stampato, cosicchè il trasformatore (provvisto beninteso di fusibile), S1 ed S2, le prese d'uscita e le boccole a banana per Vb sono i soli componenti che non dovranno essere montati sul circuito stampato, ma entro il mobiletto oppure sul pannello frontale.

I condensatori ceramici da 0,1 µF fungono da condensatori di disaccoppiamento per la tensione di alimentazione.

Messa a punto del circuito

L'unico punto di regolazione del circuito è il compensatore C2, con il quale la frequenza del quarzo dovrà essere regolata esattamente a 10 MHz. Non

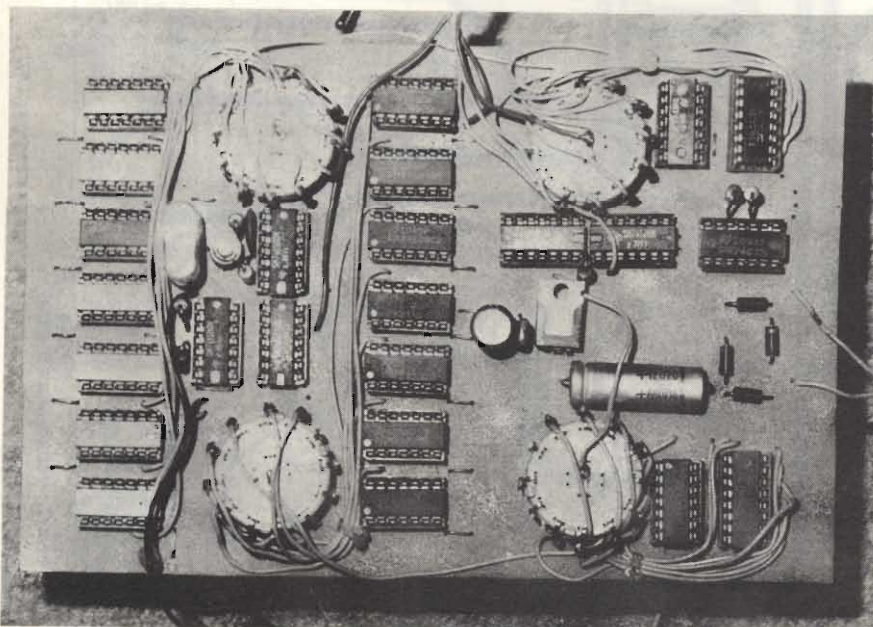



Fig. 5. Fotografia del prototipo di laboratorio. E' possibile osservare come avverrà il montaggio dei commutatori sul circuito stampato, in modo da mantenere più corti possibile i collegamenti cablati.

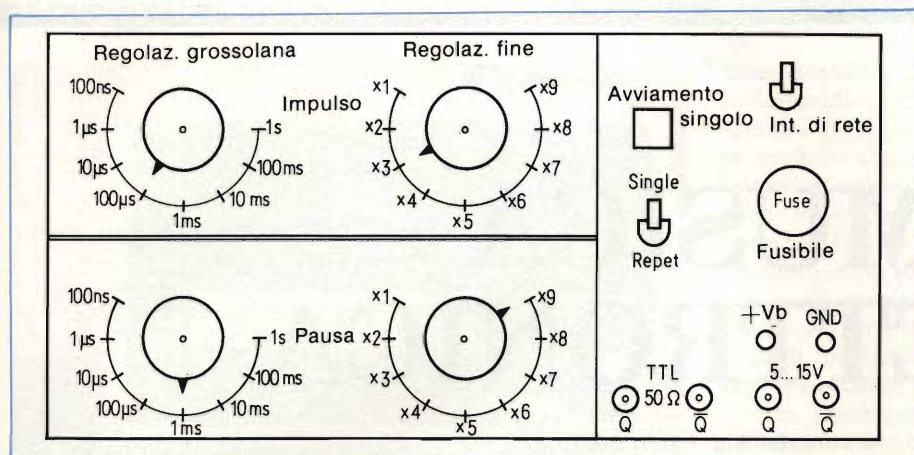



Fig. 6. Proposta di apprestamento del pannello frontale. Con la chiara suddivisione in zone, l'azionamento dell'apparecchio sarà molto semplificato (scala 1:2)

avendo a disposizione un frequenzimetro digitale, tale operazione potrà senz'altro essere omessa, in quanto la precisione è comunque molto elevata. Impiegando componenti di buona qualità non dovrebbero esserci difficoltà nella costruzione e nel collaudo. Con il circuito stampato illustrato nella figura 3, il montaggio non è critico. Eventuali malfunzionamenti potranno essere dovuti solo a componenti difettosi, a saldature fredde, ad interruzioni delle piste di rame od a collegamenti cablati dimenticati.

Fig. 7. Oscillogramma degli impulsi d'uscita su Q e Q̄ (impulso 100 ns, pausa 100 µs).

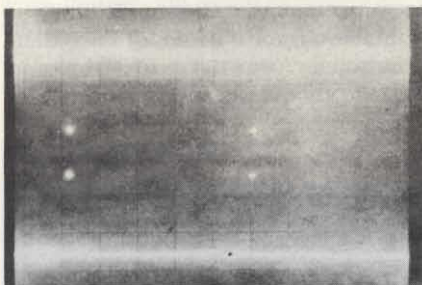



Fig. 8. Impulsi d'uscita su Q e Q̄ (impulso 5 ms, pausa 100 µs).

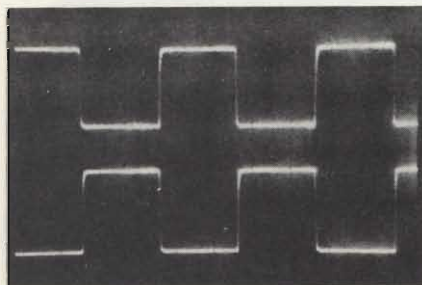



Fig. 9. Massima frequenza raggiungibile, pari a 5 MHz (impulso 100 ns, pausa 100 ns).

E' consigliabile impiegare zoccoli per i circuiti integrati, allo scopo di poter sostituire con maggiore facilità componenti eventualmente difettosi.

L'apparecchio potrà essere inserito in un mobiletto qualsiasi, sul cui pannello frontale possano trovare posto il circuito stampato, il commutatore S1, il pulsante S2, l'interruttore di rete, quattro prese BNC (le uscite Q e Q̄) ed una presa a banana per Vb. Nel mobiletto dovrà anche esserci spazio per il trasformatore (circa 8 V/500 mA). In *figura 6* si può vedere un esempio di apprestamento del pannello frontale.

Una possibilità di miglioramento di questo apparecchio potrebbe consistere nell'impiego di un contatore sincrono invece del contatore asincrono, però con un notevole aumento del costo totale. I contatori asincroni hanno tuttavia il vantaggio di limitare gli errori di tempo dovuti ai ritardi introdotti dai contatori stessi. Questi errori potranno essere praticamente rilevati soltanto nell'ambito dei tempi minimi (100 ns) e con un frequenzimetro ad alta risoluzione.

Le *figure 7, 8* e *9* illustrano alcune delle innumerevoli possibilità di regolazione delle combinazioni tra durata d'impulso e di pausa. Potrebbe rivelarsi impossibile fotografare gli oscillogrammi dei rapporti impulso - pausa più elevati (per esempio 50:1), del tipo mostrato in figura 7 e rispettivamente in figura 8, a causa della bassa luminosità dell'impulso che appare sullo schermo dell'oscilloscopio.

Come "cablare" l'Europa

L'Italia corre il rischio di restare esclusa dalla corsa che si sta scatenando in Europa nell'area della televisione via cavo o meglio dei nuovi sistemi di trasmissione via cavo. Numerosi governi europei intravedono nel cavo un mezzo per cogliere due importanti obiettivi: migliorare la capacità delle attuali reti di comunicazione e ridurre i sempre più alti livelli di disoccupazione, incentivando per l'appunto la creazione di industrie che producono prodotti per i nuovi sistemi via cavo e di aziende che ne gestiscano il funzionamento.
Un recente studio della Mackintosh sostiene che l'attuale ottimismo è più che giustificato e, al riguardo, afferma che "imprenditori e finanziatori al di qua e al di là dell'Atlantico guardano al mercato europeo come a quello con la più elevata potenzialità di crescita nel decennio, soprattutto nella seconda parte di esso. Tale sensibile sviluppo richiede urgenti investimenti che i governi non saranno in grado e anzi non vorranno garantire da soli, creando quindi occasioni di profitto per i privati".
Il rapporto aggiunge poi che il mutato orientamento di tali governi è recente e trova in parte spiegazione in una più attenta osservazione della dilatazione che il fenomeno del cavo per la trasmissione di segnali televisivi e di altri servizi informativi sta conoscendo negli Stati Uniti e anche in Giappone.
Lo scenario della Mackintosh indugia in particolare su tre aspetti delineati dalla nuova tendenza:
1) — l'attuale tasso di penetrazione della CATV (Community Antenna TV) risulta solamente dell'11%, ossia interessa non più di 12 milioni di abitazioni; si tratta per di più di impianti limitati come capacità e concentrate in poche aree come i Paesi Bassi e la Svizzera. Entro il 1990 tale livello di penetrazione salirà ad almeno il 30%, con un contemporaneo miglioramento tecnologico delle reti esistenti. Nel successivo decennio la penetrazione raggiungerà il 69% delle abitazione.
2) — L'utilizzo della MATV (Master Antenna TV, le piccole antenne poste sui tetti degli edifici) tenderà ad incrementarsi sotto la spinta dello sviluppo della CATV e della televisione via satellite. Ad avviso della Mackintosh si assisterà in Europa non ad uno scontro fra TV diffusa via etere e TV diffusa via cavo ma ad una combinazione fra i due sistemi di distribuzione, situazione che si renderà particolarmente visibile verso la fine del decennio.
3) — Più difficoltà a radicarsi incontrerà invece l'Europa, diversamente da quanto accade negli Stati Uniti, la Pay-TV (la televisione a pagamento) e ciò in seguito soprattutto alla diffusione delle videocassette che ne sono la più vicina alternativa. Tuttavia viene aggiunto che il costo medio per accedere a questo tipo particolare di televisione non dovrebbe superare in Europa i 100 dollari all'anno.

MUSICA ELETTRONICA

a cura dell'Ing. Paolo Bozzola

Ho avuto la possibilità di provare (e soprattutto di sentire) il sistema Mountain Hardware per il personal "Apple II". Tramite questo sistema, basato su due schede da aggiungere alla struttura di base del computer, è possibile realizzare musica di qualità non indifferente, e con molta facilità. Dalle prove effettuate, è scaturito questo breve servizio, che a sua volta ci servirà come riferimento quando, in seguito, parleremo più approfonditamente dell'hardware che compone queste applicazioni.

Il sistema di sintesi in polifonia della Mountain Hardware Inc. (chiaramente una Ditta USA) rientra nell'ambito di quelle decine e decine di schede applicative realizzate da numerosissime Ditte per completare la struttura del famosissimo "personal" Apple II. Il sistema è concepito in modo da evitare complicazioni e di installazione e di modifica hardware: e si sa che il classico musicista - a meno che non sia esperto di elettronica - preferisce le macchine "pronte all'uso" piuttosto che quelle ove, prima di "fare musica", occorre apportare molte modifiche.

Pur tuttavia, occorre la base, ovvero il computer "Apple II", il che non è certo poco dispendioso, dati i tempi ed il cambio del dollaro! Almeno un drive per floppy disk è obbligatorio, e questo significa che l'investimento si avvicina notevolmente ai tre milioni quando si aggiunga un monitor video decente, etc..

Di per sè le due schedine MH (si veda la fotografia n. 5) costano complessivamente sulle seicentomila lire, compreso ovviamente la documentazione ed i dischi di sistema. Il musicista deve solo inserire le schedine negli appositi "slot" del computer, collegare i due cavi audio al suo impianto di amplificazione (l'uscita è stereofonica), e quindi egli può iniziare la "sessione" di lavoro, sia per suonare immediatamente pezzi composti in precedenza, sia per comporre proprio come su uno spartito vero.

Ora, con l'ausilio delle fotografie, vedremo più in dettaglio le varie fasi del colloquio.

Avvio

La fotografia 1 mostra la "videata" principale che si ottiene non appena il sistema viene avviato. Per chi non fosse addentro alla terminologia corrente, dirò che "MENU" è il termine che si usa quando si vuole che l'utente risponda ad una richiesta del computer, scegliendo solo una fra le possibilità di azione proposte dal computer stesso. In questi casi il programma si interrompe, stampa su video tutte le richieste, e quindi attende che l'utente immetta, da tastiera o comunque da un dispositivo di colloquio interattivo, il codice che identifica la sua scelta.

Essendo l'Apple II dotato di tastiera, nel caso della videata della foto 1 l'utente può benissimo battere o "1" o "2" o "3", ma si vede che è ammesso (molto comodo) l'uso della cosiddetta "paddle" o "manopola", che nel caso del sistema che ho provato era addirittura un joystick. Spostando la leva

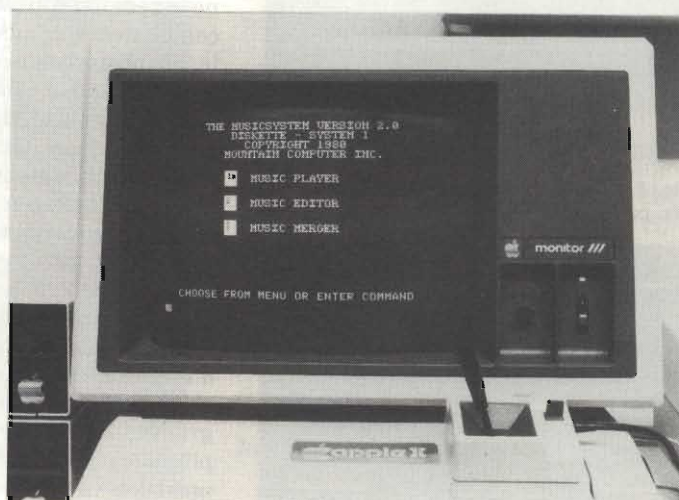



Foto 1

Foto 2

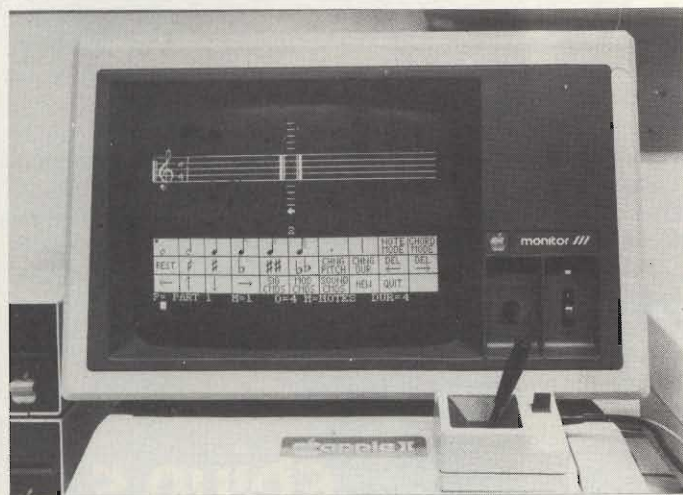



Foto 3

della paddle, sul video si muove un quadratino nero (nella foto è posizionato sulla scelta n. 1) che va sovrapposto alla zona di scelta desiderata. Premendo il pulsante del joystick, il computer va a riconoscere la posizione del segno nero, e memorizza la scelta. Questa filosofia è ampiamente utilizzata anche in seguito, soprattutto in fase di composizione.

Il "menù" della foto 1 ammette tre possibilità di scelta. La numero 1 è la più immediata: si andrà alla parte del programma che esegue la musica in memoria (vedremo come). La scelta numero 2 fa accedere alla parte del programma che permette di scrivere musica su uno spartito simulato; infine, la scelta numero 3 permette di creare lunghe composizioni partendo da singoli pezzi esistenti su dischetto.

Il computer chiede: "scegli dal menù oppure invia un comando".

Io ho battuto "2", e la situazione passa alla foto 2.

Scrittura della musica

Come si vede, il programma permette - sfruttando abilmente la capacità grafica dell'Apple II - di simulare uno spartito che all'inizio è ovviamente vergine, e sul quale, con gli appositi comandi descritti nella sezione sottostante, è possibile immettere tutti i simboli e notazioni della musica. La parte chiara sotto allo spartito è infatti suddivisa in 30 zone "sensibili" alla posizione del puntino nero comandato dalla paddle (è in alto a sinistra nella prima cella). L'utente sposta il puntino con la leva del joystick, sceglie il simbolo o la funzione che gli serve, e quindi preme il solito pulsante. Immediatamente l'azione correlata viene eseguita. Si noti che lo spostamento della leva in senso orizzontale pilota il puntino nero, mentre lo spostamento verticale pilota la freccia che vedete sotto allo spartito, e che indica la posizione ove verrà messa la nota, quando questo sarà richiesto dal musicista. Fra le 30 celle di scelta, chiaramente vi sono i simboli musicali (note e accidenti); esiste la possibilità di scrivere accordi, quindi è possibile alterare l'intonazione, la durata, conferire comandi su come, poi, suonare la nota correggere note errate, cancellare tutto, e così via.

La fotografia 3 mostra un banalissimo esempio di spartito in fase di riempimento: si noti che lo spartito, dopo la immissione di ogni nota, "scorre" verso sinistra, per cui sul video se ne vede solo una finestra. Sono i comandi correlati alle quattro direzioni (le quattro frecce in basso a destra nel quadro di controllo) che permettono di ritornare sui brani già composti, o di accedere a righi paralleli al primo, per composizioni a più voci.

Una volta composta la musica, essa verrà salvata sul dischetto col nome desiderato, e da disco sarà ovviamente recuperata in fase di "Play-back". In ogni caso, terminato il lavoro su una parte del programma, si deve tornare al menù principale prima di potere iniziare una nuova procedura.

L'esecuzione

Torniamo dunque ("Quit") al menù della foto 1, e da qui scegliamo la procedura "1". Ci troviamo con la videata della foto 4. Il computer ci chiede di segnalargli il nome del blocco di dati che avevamo registrato sul dischetto e che conteneva i codici del nostro brano musicale. Chiaramente - nella prova - era meglio deliziare i timpani con qualcosa di pregevole, per cui ho fatto caricare un brano dimostrativo già pronto sul dischetto, con la famosa toccata e fuga di Bach. Al "return" immesso dalla tastiera, il brano viene ricercato sul dischetto, caricato in memoria e poi eseguito. Le voci contemporaneamente pilotabili sono ben sedici, ed ognuna ha una sua dinamica e timbrica individualmente presettabile. Le voci possono essere "separate" su due canali (destro e sinistro) per una esecuzione stereofonica. La dinamica è decisamente buona, poichè raggiunge i 15 kHz, permettendo di realizzare bassi corposi e acuti cristallini. Direi che - dunque - il risultato finale è senz'altro ottimo. A questo va aggiunto il fatto che al sistema Mountain Hardware si può collegare in seguito la tastiera polifonica computerizzata dell'Alpha Synthauri, che in pratica sfrutta questo hardware ma per esecuzioni in tempo reale.

Certamente l'uso del sistema non è fra i più immediati, ed il poco tempo che ho avuto a disposizione non mi ha permesso di indagare più approfonditamente sugli eventuali "bug" del sistema; tuttavia, se ci si limita al "prodotto finale", cioè la musica prodotta, il giudizio è "very impressive", all'americana, ovverossia "sensazionale".

L'hardware

Infine, una breve panoramica sull'hardware. La foto 5 mostra le due schede che compongono il sistema MH, mollemente adagiate fra la tastiera dell'Apple II ed il monitor momentaneamente rubato al fratello maggiore Apple III.

Foto 4

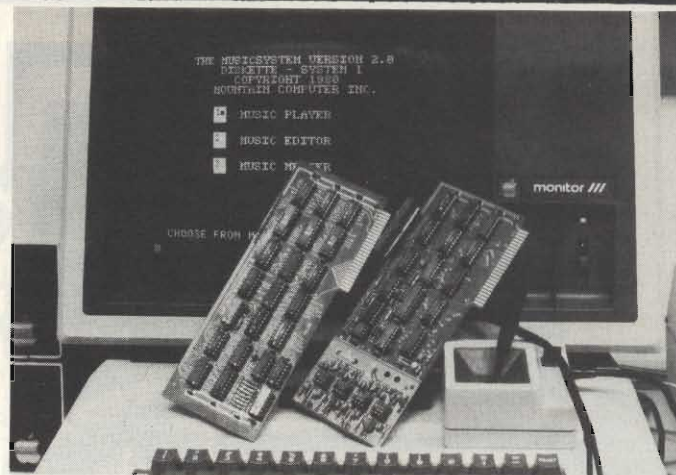
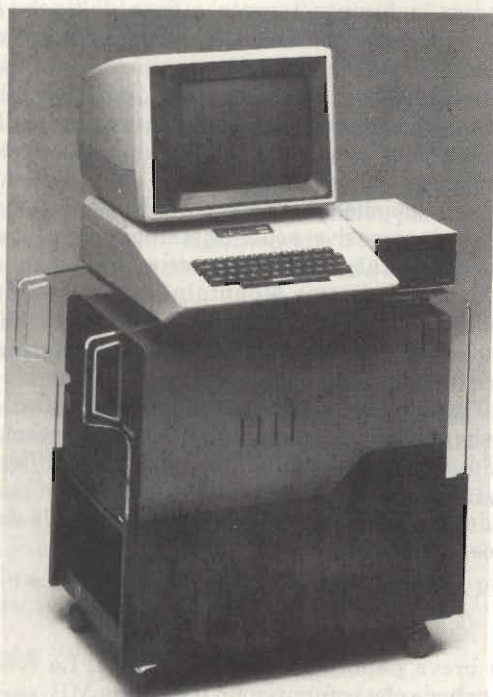



Foto 5

Sullo sfondo, la videata principale. Le due schede sono di ottima esecuzione,e si collegano fra loro con un cavo piatto, fornito anch'esso. Come ho accennato, esse portano 16 voci indipendenti, generate digitalmente per "campionamento": ovvero ogni forma d'onda viene generata da un numero sufficientemente elevato di "gradini" di tensione, prodotti da un convertitore digitale-analogico. Decisa la forma d'onda, questa viene smussata da un filtro, e la sua dinamica viene controllata da appositi integrati VCA a loro volta pilotati da appositi integrati ADSR (tipo gli E-mu, tanto per intenderci).

In memoria, dunque, la musica è scritta con una sequenza ordinata di codici esadecimali, che vengono di volta in volta elaborati dalla CPU e passati uno ad uno a queste schede. Il risultato è la musica che sentite dal vostro impianto di amplificazione.

Questo pur breve servizio ci servirà come riferimento per discussioni future ove approfondiremo (con schemi e teoria) il discorso sull'hardware che solitamente compone questi sintetizzatori digitali. Un giudizio più impegnativo potrà scaturire dalla vostra stessa esperienza provando dal vivo il sistema Mountain Hardware: basta rivolgersi al Distributore locale Apple. Da parte mia, devo ringraziare la pazienza e l'attenzione prestata nei miei confronti da "Il Computer" di Brescia, il cui personale ha sopportato e l'invadenza del fotografo e la mia curiosità e..... le mie prove musicali.

Per la bibliografia in merito, altro non esiste che il manuale del sistema, mentre sarebbe simpatico potere "linkare" gli utenti di questo sint Apple-based con un archivio di musiche prodotte, di dischetti dimostrativi apprezzabili, etc. Resto comunque a disposizone dei Lettori per ulteriori chiarimenti.

JOLLY 1: LA MEMORIA DI MASSA IDEALE PER GLI UTENTI DI PERSONAL COMPUTER

Jolly 1: una famiglia di memorie di massa che utilizza le tecnologie più affidabili oggi sul mercato. La caratteristica fondamentale di questa famiglia è la concezione modulare sia in termini di capacità che di prestazioni per soddisfare le esigenze dell'utente che cresce.

Modularità di struttura

Il prodotto è composto essenzialmente da tre parti: due ospitano le memorie magnetiche, la terza l'alimentatore. Le parti sono facilmente separabili in modo da consentire la modifica della configurazione anche in field e sono studiate in modo tale da poter ospitare tutti i prodotti da 5.1/4" e 8".

Modularità di prestazioni

L'interfaccia verso Host è semplice ed efficiente. Sono disponibili Host Adapter per i bus di sistema più comuni. Possibilità di connessioni di tipo Cluster (multi-utente). Sono realizzabili configurazioni con soli Drive, configurazioni con Controller per Floppy e Hard Disk Winchester, configurazioni con Microcomputer.

Modularità di configurazioni

Sono possibili configurazioni con Minifloppy da 5.1/4 ", Floppy da 8" in formato normale o slim, Hard Disk Winchester da 5.1/4" e 8", caricatori di dischi.
Il Jolly è un prodotto della ELEDRA SYSTEMS ed è in vendita presso i Rivenditori Autorizzati Personal Computer della ELEDRA 3S.
Per ulteriori informazioni telefonate alla

ELEDRA 3S
V.le Elvezia, 18 - Milano
Tel. 349751.

festa grande in edicola

ELECTRONIC MARKET N° 4

ELECTRONIC MARKET

1982-83

L.1.500

contiene un buono OMAGGIO un buono SCONTO

4

La guida più completa a tutte le meraviglie dell'elettronica: computer, componenti, TV videogiochi, hi-fi, stereofonia.

Il catalogo più atteso.
Oltre 500 pagine. Migliaia di articoli.
Offerte interessanti.

contiene un buono omaggio e un buono sconto

RIVELATORI DI PROSSIMITA' E DIREZIONE

di F. Pipitone e A. Cattaneo

L'articolo tratta il principio di funzionamento e l'applicazione di particolari fotoaccoppiatori ottici. L'impiego di tali componenti, immessi sul mercato dalla Telefunken con la sigla CNY70 e K170P, semplifica il sistema di rilevamento effettuato tradizionalmente da diodi led e fotoaccoppiatori separati.

I rivelatori ottici trovano impiego in numerosi circuiti per le prestazioni più disparate. Si pensi ai sensori per il movimento lineare impiegati comunemente per comandare l'arresto del motorino dei registratori a fine nastro, oppure a quelli per movimento rotatorio come i contagiri e i misuratori d'angolo. Oltre a queste applicazioni, peraltro assai comuni, i dispositivi ottici possono venir utilizzati anche come rivelatori di prossimità e sensori di posizione.

Una tipica applicazione in questo senso è il riconoscimento delle monete nelle gettoniere. Prima di trattare i circuiti realizzati attorno ai due componenti, vediamo le loro caratteristiche. I fotoaccoppiatori riflessivi sono formati da un diodo led ad infrarossi il quale emette una determinata quantità di lu-

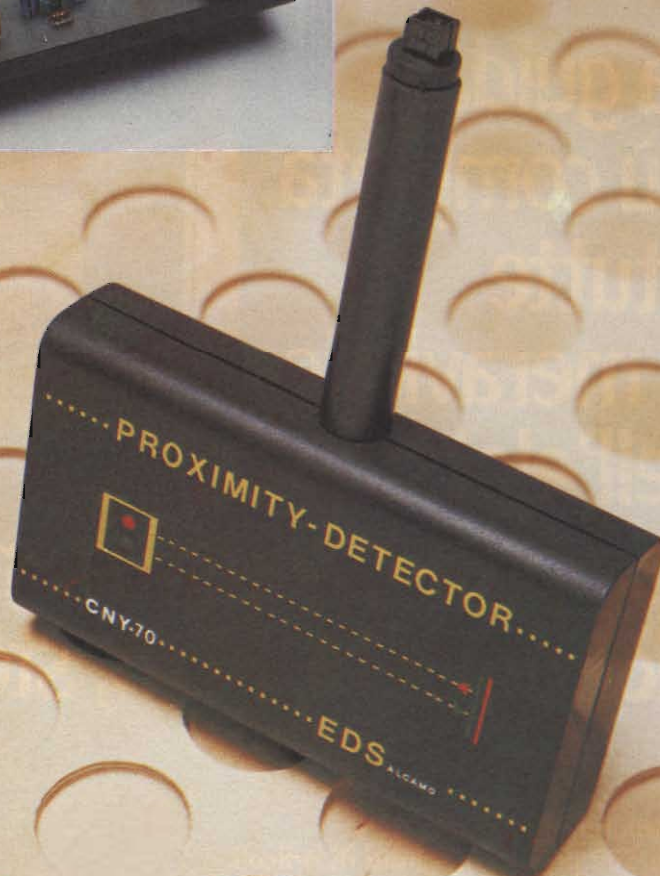
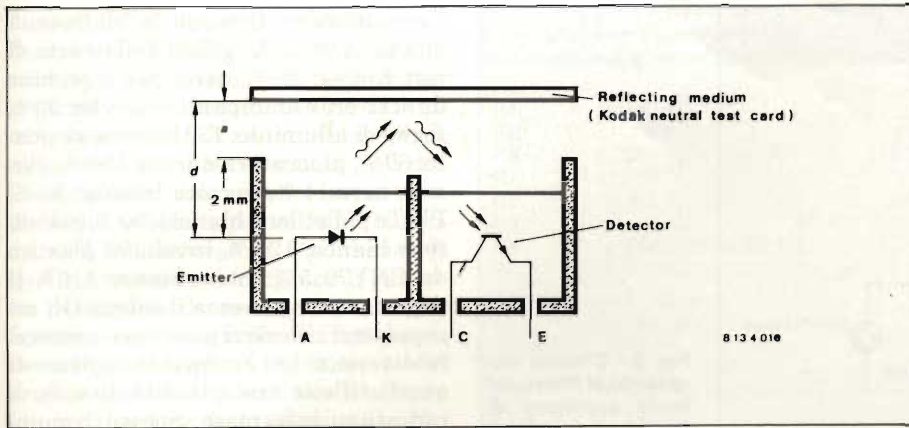
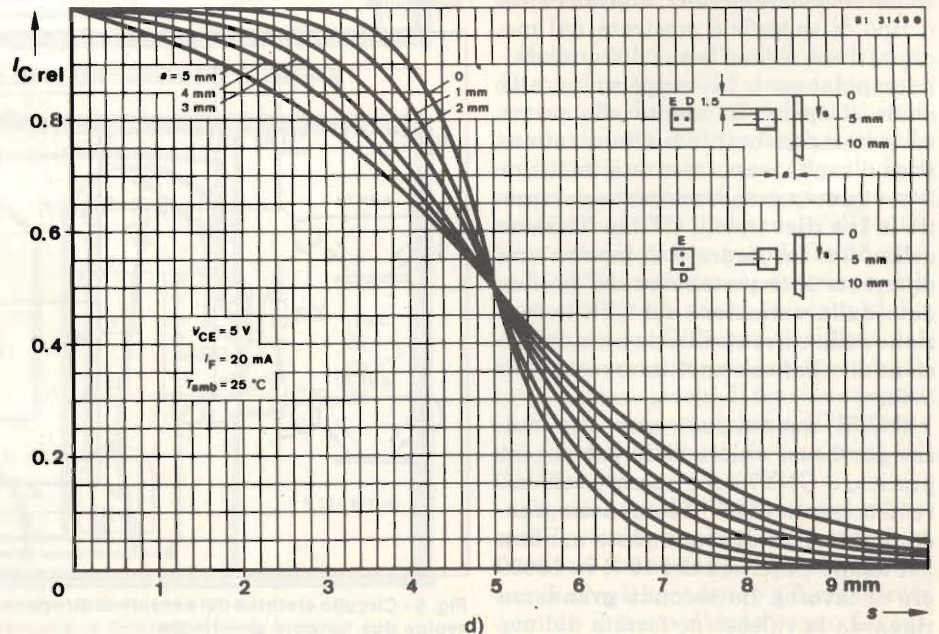
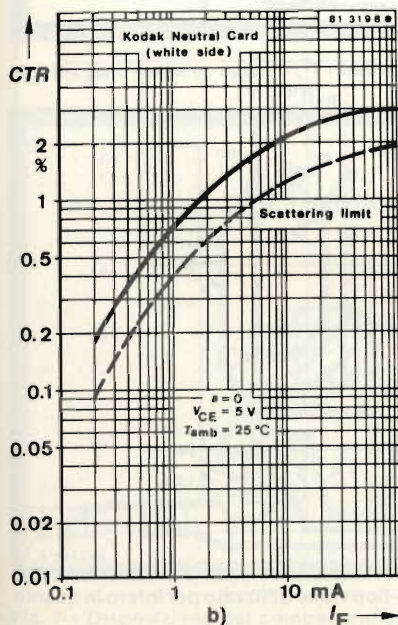
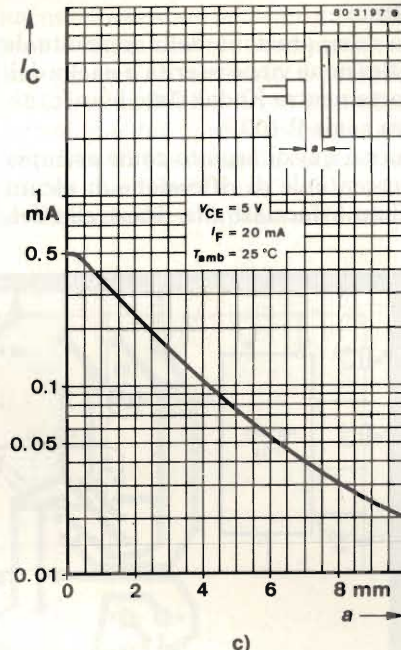
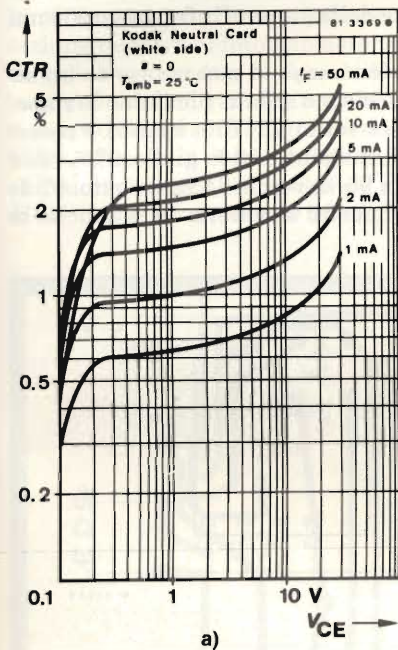



Fig. 1 - Struttura del fotoaccoppiatore. Il diodo ed il fototransistore sono separati da una parte a prova di raggi infrarossi.

ce nelle immediate vicinanze di un fototransistor che funge da detector. I due elementi si trovano montati nello stesso contenitore ad una distanza convenuta l'uno dall'altro, come è possibile vedere dalla *figura 1*. In presenza della superficie riflettente M, parte della radiazione emessa dal led viene riflessa verso il fototransistor nella cui giunzione collettore-base circola di conseguenza una corrente proporzionale alla quantità di luce ricevuta. Il fattore di amplificazione della corrente rientra nell'ordine di 500 ÷ 1000 il che permette, nella maggior parte dei casi, di non ricorrere a successive amplificazioni. Le caratteristiche elettriche in seguito descritte si riferiscono ai modelli CNY70 (singolo) e K170P (doppio) prodotti recentemente dalla Telefunken e visibili nelle fotografie. Al contrario di quanto accade per gli optoisolatori, le due parti possono essere analizzate separatamente.

Uno dei parametri più importanti è il rapporto di trasferimento di corrente, che d'ora in avanti chiameremo per semplicità CTR, ottenuto riferendo la corrente di collettore I_C del fototransistor alla corrente diretta I_F del diodo emettitore. Il valore del CTR viene espresso normalmente in percentuale dalla relazione CTR = 100 I_C/I_F.

Se per gli optoisolatori tale valore è compreso tra il 50 ed il 100% (può superare il 300 % per tipi speciali), quello del

Fig. 2 - a) Caratteristica d'uscita con I_F costante. b) I parametri sono gli stessi ma qui la costante è V_{CE}. c) Grafico relativo alla corrente di collettore in funzione alla distanza "a". d) Curva della "risoluzione".

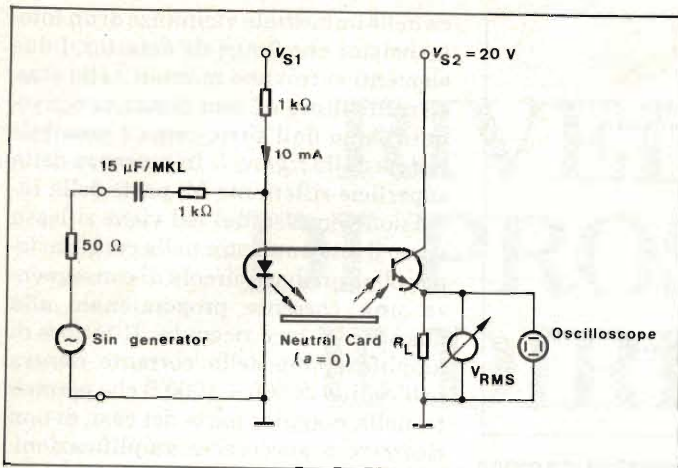



Fig. 3 - Circuito necessario al rilievo del limite superiore di frequenza. Il carico è ai capi di R_L.

CNY70 si aggira attorno al 2,5 % con punte minime di 1,5 %. La misura si effettua in condizioni standard con una I_F di 20 mA e una V_{CE} di 5 V anteponendo alla distanza di 0,3 mm il lato bianco della carta neutra di test della Kodak. La differenza assai consistente tra le due percentuali deriva dalla diversa configurazione meccanica della coppia emitter-decoder, infatti gli isolatori ottici devono il loro alto fattore di accoppiamento al fatto di aver le facce dei due componenti l'una di fronte all'altra mentre nei fotoaccoppiatori riflessivi la radiazione infrarossa viene in gran parte assorbita dalla superficie riflettente del medium M. Per tale fatto, questi ultimi possiedono correnti di collettore assai tenui comprese tra 10 µA e 2 mA a seconda del tipo di materiale riflettente e della distanza alla quale questo viene posto. Ma vediamo più in dettaglio le grandezze dalle quali dipende il CTR che sono: la corrente diretta del diodo con la tensione collettore-emettitore del fototransistor, il tipo di superficie mostrata dal medium, il suo colore, la sua distanza dall'accoppiatore e la temperatura alla quale si opera. In merito alla prima voce diamo un'occhiata alla caratteristica d'uscita, rappresentata in *figura 2/a*, ottenuta prendendo come parametro la I_F e rilevando il CTR in funzione della V_{CE}. La *figura 2/b* mostra una differente interpretazione del grafico data dalla variazione del CTR in funzione della corrente diretta per una tensione di collettore-emettitore costante a 5 V.

Il CTR, come si può vedere, diminuisce per bassi valori di I_F per cui, in pratica, il CNY70 può operare con correnti continue di 20 ÷ 50 mA assicurando una caduta di rendimento minima nel tempo (inferiore del 10 % in 10000 ore di lavoro). La seconda grandezza riguarda la riflessione fornita dal medium in rapporto al tipo di materiale adottato.

La comparazione della percentuale di riflessione viene riferita a quella della carta neutra Kodak (lato bianco) assunta come il 100 %.

Diamo qui di seguito come esempio la percentuale di riflessione di alcuni medium affacciati alla finestrella dell'accoppiatore (distanza "a" di figura 1 uguale a 0). Lato grigio della carta di test Kodak: 25 %, carta per macchine da scrivere e stampanti termiche: 90 %, foglio di alluminio: 130 %, rame ossidato: 60 %, placcatura dorata: 150 %, vernice nera: 4 %, vernice bianca: 90 %, PVC e polietilene bianchi: 90 %, polistirene bianco: 120 %, involucro plastico del CNY70: 5 %, cotone bianco: 110 %. Il terzo fattore interessa il colore. Gli accoppiatori riflessivi possono riconoscere diversi colori in quanto ognuno di questi riflette una quantità diversa di radiazioni infrarosse. Spesso, comunque, succede che superfici colorate diversamente abbiano, a dispetto dell'occhio umano, coefficienti di riflessione assai simili specialmente nelle vicinanze della gamma infrarossa (950 nm circa).

Tale fenomeno si può notare da un secondo elenco stilato rilevando la risposta del solito CNY70: bianco e rosso: 100 %, magenta: 99 %, giallo: 97 %, blu e ciano: 95 %, verde: 74 %, violetto: 67 %, marrone: 31 %, e nero: 10 %. Anche la

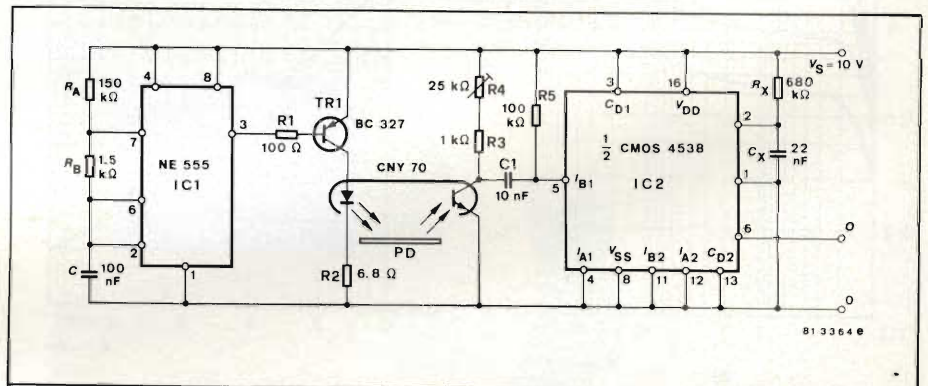



Fig. 4 - Schema elettrico del rivelatore di prossimità. Il trimmer va regolato per la massima sensibilità.

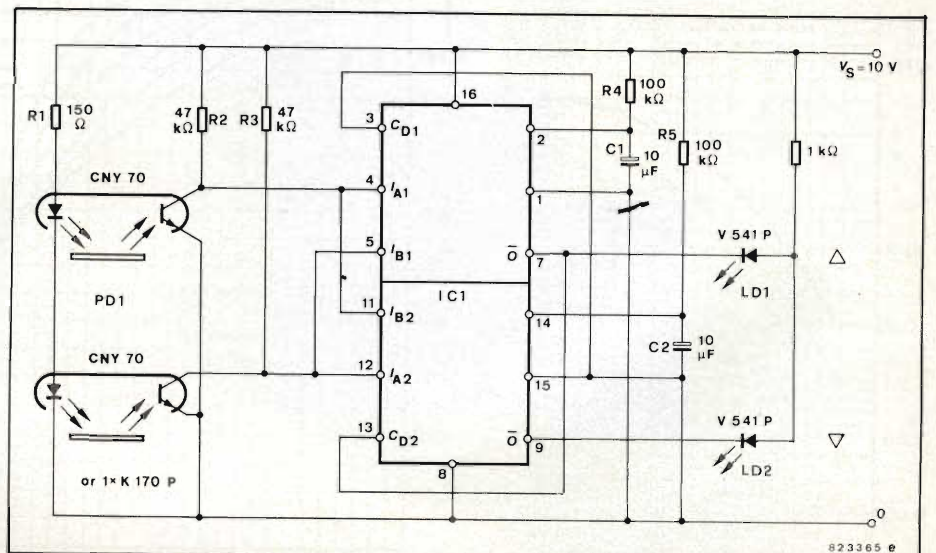



Fig. 5 - Circuito elettrico del sensore di direzione. Il flip-flop viene utilizzato per intero in quanto svolge due funzioni simultanee.

distanza della superficie riflettente influisce sul CTR. Il grafico semilogaritmico riportato in *figura 2/c* mostra come, con una corrente costante I_F di 20 mA, la corrente di collettore decresca all'aumentare della distanza "a" dell'accoppiatore dal medium. La parte separatrice centrale, posta tra il fotodiodo ed il fototransistore, è più bassa di quelle laterali (vedere figura 1) per poter permettere il passaggio di energia fotonica con la superficie riflettente a contatto del bordo. L'andamento del grafico denuncia chiaramente la legge fotometrica data dalla relazione $I_{C2}/I_{C1} = (d_1/d_2)^2$ dove con "d" si intende la distanza totale tra il diodo vero e proprio e il medium ottenuta sommando ai 2 mm costanti la quota variabile "a". La temperatura influenza solamente la sezione relativa al fototransistor agendo sulla sua corrente di riposo rilevabile quando il diodo emettitore non è alimentato. Da misure effettuate si è stabilito che tale corrente si sarebbe autoincrementata di 10 volte per sbalzi di 20 °C, se, per ovviare a tale fenomeno, non fosse stato adottato un contenitore adeguatamente compensato in temperatura. Esaminato il parametro CTR, senza dubbio il più importante, spendiamo due parole anche per gli altri prima di passare alla realizzazione pratica. La "risoluzione" è la possibilità, da parte del componente, di riconoscere piccoli oggetti. La curva relativa mostrata in *figura 2/d*, viene rilevata facendo scorrere una striscia di testcard davanti alla finestrella a distanza "a" = 0. Perchè la corrente di collettore passi dal massimo al minimo è necessario uno spostamento di 2,5 mm.

ELENCO COMPONENTI del rivelatore di prossimità

Componente	Valore
Resistenze	
RA	= 150 kΩ
RB	= 1,5 kΩ
RX	= 680 kΩ
R1	= 100 Ω
R2	= 6,8 Ω
R3	= 1 kΩ
R4	= Trimmer da 22 kΩ
R5	= 100 kΩ
Condensatori - Varie	
C	= 100 nF
CX	= 22 nF
C1	= 10 nF
PD	= CNY70 Telefunken
TR1	= BC327
IC1	= NE555
IC2	= CD4538
B1	= Pila da 9 V

Portando "a" a 5 mm, la stessa variazione di I_C si avrà per spostamenti di 6,5 mm. Altri parametri dei quali è necessario tener conto sono l'influenza della luce ambiente e la corrente cosiddetta di "crosstalk". Il primo si riduce al minimo adottando distanze di lettura non superiori a 1 mm e scegliendo medium opachi all'infrarosso, mentre il secondo viene attenuato in fase di fabbricazione interponendo tra l'emettitore e il detector una parete di materiale impermeabile alle radiazioni. La corrente di "crosstalk" che è quella generata dai raggi diretti, assume in tal modo il valore insignificante di 50 nA. È interessante vedere il limite operativo di frequenza misurando la risposta fornita dal CNY70. Per far ciò, è necessario inviare un segnale alternato al diodo in presenza di un medium fisso che si può vedere dalla *figura 3*. L'inviluppo d'uscita deve presentarsi all'esame oscilloscopico privo di alcuna distorsione. Il limite massimo, rilevato a — 3 dB, raggiunge i 3 kHz con un carico di 10 kΩ mentre aumenta a 10 kHz con una R_L da 1 kΩ. Terminata la descrizione delle caratteristiche e del funzionamento dell'accoppiatore, trattiamo due delle tante applicazioni pratiche possibili. La prima riguarda un rivelatore di prossimità insensibile alla luce ambiente realizzato adottando un CNY70.

EDS

Fig. 6 - Lato rame in scala 1 : 1 relativo alla basetta del rivelatore di prossimità.

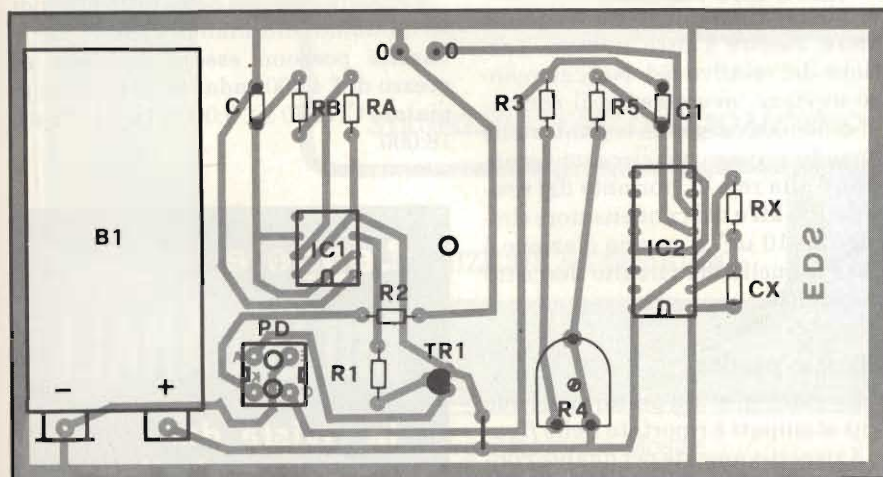



Fig. 7 - Disposizione dei componenti sullo stampato di figura 6.

Circuito elettrico del rivelatore di prossimità

Nello schema elettrico di *figura 4* vediamo che il timer 555 viene usato come generatore d'impulsi. Coi valori assegnati alla rete CR, la larghezza dello scalino è di circa 0,1 msec (il periodo 10 msec). La frequenza si aggira intorno ai 100 Hz con un "duty cucle" di 1/100. Lo stadio pilota comprende il transistore BC237 e conferisce la potenza necessaria al segnale che si presenta al diodo infrarosso. Gli impulsi, riflessi dall'oggetto, generano sul collettore del fototransistore picchi di tensione negativi i quali vengono inviati all'ingresso del flip-flop formato da una metà del CMOS 4538.

Fino a quando l'ingresso del monostabile risulta eccitato dalla variabile, l'uscita 0 rimane allo stato alto mentre cambia logica, cadendo a 0, solamente quando il treno d'onde cessa. La lar-

Fig. 8 - Circuito stampato visto dal lato rame in scala unitaria del sensore di direzione.

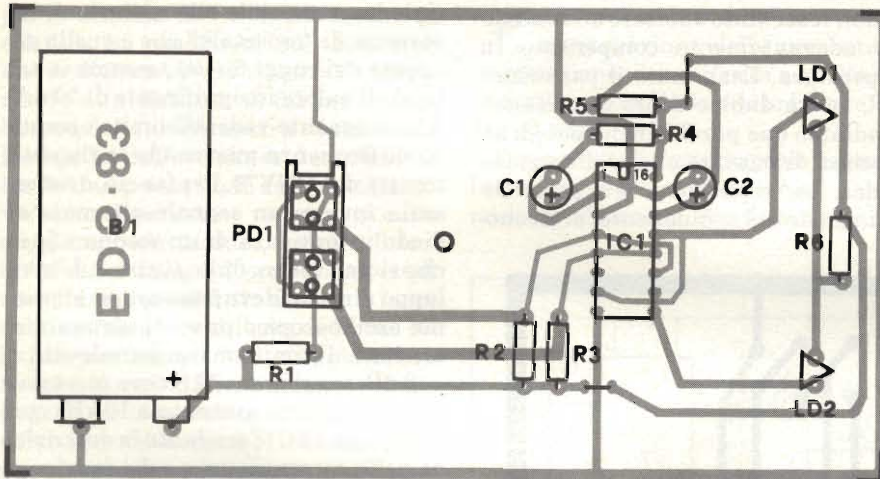



Fig. 9 - Disposizione delle parti sulla basetta di figura 8.

ELENCO COMPONENTI dell'indicatore di direzione

Resistenze

R1	=	150 Ω
R2	=	47 kΩ
R3	=	47 kΩ
R4	=	100 kΩ
R5	=	100 kΩ
R6	=	1 kΩ

Condensatori - Varie

C1	=	10 µF 16 VL
C2	=	10 µF 16 VL
PD1	=	K170 P Telefunken
LD1/LD2	=	LED triangolari tipo V541P Telefunken
B1	=	Pila da 9 V

ghezza degli impulsi del flip-flop viene fissata a 15 msec della rete Cx — Rx.

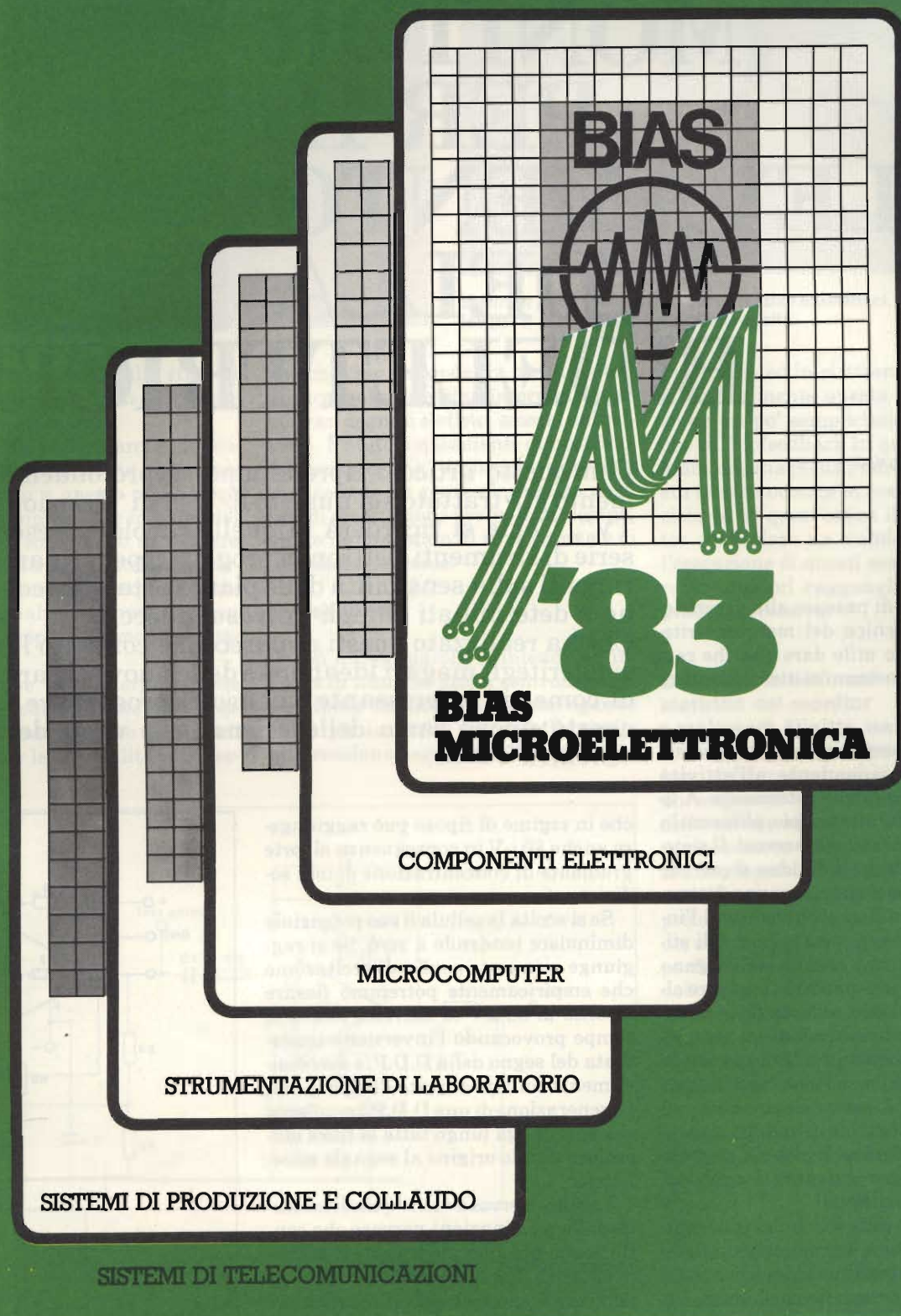
Tale intervallo viene stabilito con un compromesso in quanto se troppo breve, c'è il rischio che l'uscita decada indensideratamente tra due impulsi successivi inviati dal generatore (e larghi 10 msec) e se troppo lungo, si introduce un ritardo eccessivo nel tempo di reazione al momento in cui cessa la catena impulsiva. A causa dell'accoppiamento capacitivo che allaccia il fototransistore al monostabile, il circuito non reagisce a luce estranee non modulate. La distanza di controllo raggiungibile dal prototipo risulta di circa 2 cm in presenza di medium con coefficiente di riflessione del 100 %.

Schema elettrico dell'indicatore di direzione

Lo schema elettrico di *figura 5* illustra il secondo circuito impiegante il doppio accoppiatore K170P col quale forma un sensore di direzione. Tramite l'accensione di due led è possibile infatti stabilire la priorità di funzionamento di un accoppiatore rispetto all'altro. Anche qui viene usato il doppio flip-flop 4538, questa volta per intero. Se, ad esempio, l'oggetto riflettente passa prima di fronte all'accoppiatore superiore, viene triggerato il monostabile inferiore mentre l'altro inibisce l'accensione del relativo led. Nel caso contrario avviene, ovviamente, il contrario. Il diodo led esegue la segnalazione rimanendo accesso per circa un secondo grazie alla rete RC formata dal resistore da 100 kΩ e dal condensatore elettrolitico da 10 µF. Il raggio d'azione è identico a quello del circuito descritto in precedenza.

Montaggio pratico

Il lato rame in scala unitaria dei due circuiti stampati è riportato nelle *figure 6* e *8* rispettivamente per quanto concerne il rivelatore di prossimità e quello di direzione. La realizzazione delle piastre può venire effettuata sia su bachelite che su vetronite non circolando nelle piste alcun segnale di alta frequenza; comunque, chi non volesse perdere troppo tempo può sempre richiedere le piastre stampate alla nostra redazione. Le *figure 7* e *9* riportano la disposizione dei vari componenti che, come si può notare, è semplicissima se si pone nell'assemblaggio un minimo di attenzione al corretto orientamento delle parti polarizzate. I contenitori nei quali racchiudere i circuiti, possono venire scelti sia in metallo che in plastica, l'importante è che gli accoppiatori risultino montati all'esterno per una più comoda lettura. Naturalmente per impieghi particolari, quale ad esempio lo stop automatico nei registratori, si dovrà fare a meno del contenitore dovendo installare la basetta all'interno dell'apparecchio da controllare. Il fotoaccoppiatore, nel caso specifico, verrà portato in vicinanza delle testine onde denunciare la fine dello strato magnetico depositato sul nastro della cassetta.

Pensiamo di aver detto tutto e quindi terminiamo informando i lettori che le basette possono esserci richieste al prezzo di £ 4.000 cadauna, il fotoaccoppiatore CNY70 a £ 9.000 ed il K170P a £ 18.000.

MONITOR PER IL RILEVAMENTO DELLA BIOELETTRICITA'

di Maurizio Morini

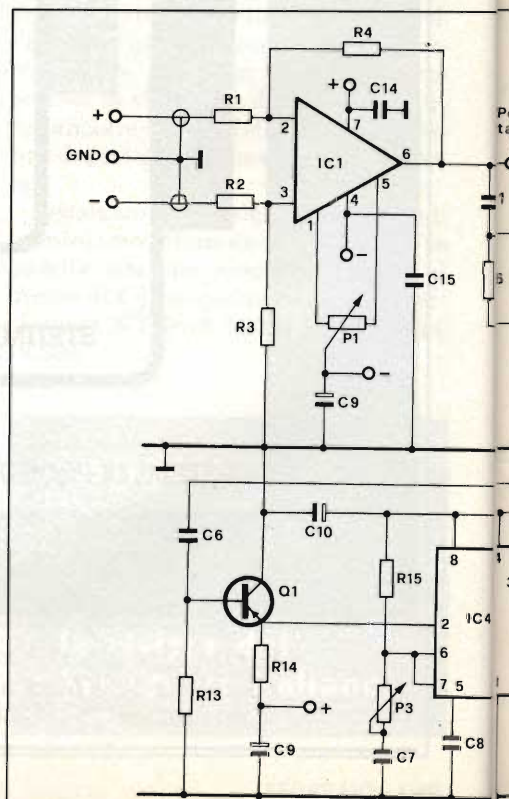
Con questo articolo riprendiamo, approfondendolo, l'argomento già trattato sul numero 6/7/81 di "Selezione e Tecnica TV". Come si ricorderà in quell'articolo si descriveva una serie di strumenti elettronici progettati per attuare degli esperimenti sulla sensibilità delle piante e stabilire come reagivano a determinati stimoli (ultrasuoni ecc.).
Chi ha realizzato questi apparecchi e condotto le esperienze suggeritegli magari ideandone delle nuove si sarà reso conto di come sia interessante e denso di prospettive scientifiche questo nuovo ramo della scienza che viene definita come "Bionica".

Prima di passare alla descrizione tecnica del monitor - riteniamo utile dare qualche ragguaglio sui fenomeni elettrici di natura biologica.

Una qualsiasi attività muscolare e cerebrale genera un certo potenziale elettrico corrispondente all'attività delle parti organiche interessate. A livello cerebrale, ad esempio, abbiamo la generazione di stimoli nervosi. Il sistema nervoso di un individuo si può per analogia considerare come una fitta rete di canali informativi nei quali l'informazione viaggia sotto forma di stimoli elettrici che vanno dall'organo centrale agli organi periferici. Oltre all'attività cerebrale, all'interno di un organismo vi sono altre fonti di impulsi elettrici. Ad esempio, interpretando l'attività elettrica del cuore (elettrocardiogramma) è possibile risalire ad eventuali disfunzioni; in altri casi è possibile utilizzare il debole segnale mio-elettrico per azionare i comandi delle protesi artificiali.

I potenziali elettrici che si generano in un organismo, hanno origine nelle cellule a seguito di una complessa fenomenologia di natura fisico-chimica. La singola cellula è immersa in una soluzione salina e dal punto di vista chimico si può considerare come una micropila fra l'esterno e l'interno del saccoplasma la quale fornisce una D.D.P. che in regime di riposo può raggiungere anche 80 μV in conseguenza al forte gradiente di concentrazione di ioni sodici e potassici.

Se si eccita la cellula il suo potenziale diminuisce tendendo a zero. Se si raggiunge una certa soglia di eccitazione che empiricamente potremmo fissare intorno ai 30 μV la barriera ionica si rompe provocando l'inversione immediata del segno della D.D.P. e successivamente un nuovo stato di riposo con la generazione di una D.D.P. impulsiva che si propaga lungo tutta la fibra muscolare dando origine al segnale mioelettrico.

La fibra nervosa viene quindi eccitata dalle terminazioni nervose che confluiscono nel muscolo tramite lo stimolo elettrico. Per la rivelazione di questi potenziali, ci si avvale di particolari tecniche. Una delle più note è la rivelazione del potenziale direttamente all'interno della cellula con l'ausilio di micro elettrodi collegati ad opportuni strumenti elettronici che forniscono

Elettrodi per il rilevamento dei potenziali bioelettrici. A sinistra monitor per il rilevamento della bioelettricità.

importanti informazioni sullo stato di salute di un muscolo o di un altro organo interessato all'esame.

Ci sembra utile soffermarci sullo scopo ed uso dello strumento in questione. Il lettore, giunto a questo punto avrà già in parte compreso che lo scopo del Monitor non è solo quello di rivelare una qualsiasi attività elettrica dell'organismo umano ma di interpretare anche questi segnali con l'ausilio di un oscilloscopio seppure di modeste prestazioni.

L'osservazione e l'interpretazione dell'attività cerebrale è senz'altro l'applicazione più interessante del nostro Monitor, sia per le possibilità intrinseche che esso possiede sia per la problematica sollevata dall'interpretazione dei vari segnali elettrici emessi dal cervello. È stato ampiamente dimostrato, ad esempio, che l'emissione di onde α corrisponde un particolare stato mentale di meditazione profonda accompagnato da uno stato di rilassatezza e di benessere generale.

Biofeedback

Con questa parola si intende un insieme di tecniche atte a controllare determinate funzioni biologiche agendo sull'organismo con un controllo simile alla reazione negativa utilizzata in radiotecnica ed in elettronica generale.

Naturalmente questa è una spiegazione un po' semplicistica delle tecniche di Biofeedback in quanto per raggiungere una piena padronanza di questa tecnica occorre in realtà molto esercizio ed in quest'ottica il nostro Monitor costituisce un valido attrezzo per l'esecuzione di questi esercizi di cui daremo ulteriori ragguagli nella bibliografia successiva.

Descrizione dello schema elettrico del monitor

I segnali elettrici di natura biologica sono estremamente deboli; raggiungono ampiezze di pochi μV all'interno delle cellule rilevabili utilizzando apparecchiature sofisticate e con l'assistenza di personale specializzato.

Nel nostro caso, però, per ovvi motivi preleveremo il segnale dall'epidermide, utilizzando dei semplici elettrodi superficiali. In questo caso il segnale è di debolissima entità per cui si richiede un'amplificazione piuttosto elevata. Inoltre, essendo ricco di disturbi ed interferenze a 50 Hz vediamo come il problema non sia di semplice soluzione. Dopo un certo numero di prove e la sperimentazione di varie configurazione circuitali si è arrivati all'elaborazione ed alla realizzazione dello schema di *figura 1*.

Il lettore si stupirà della relativa semplicità circuitale del Monitor. In realtà si è giunti a questo risultato ottimizzando le prestazioni dei componen-

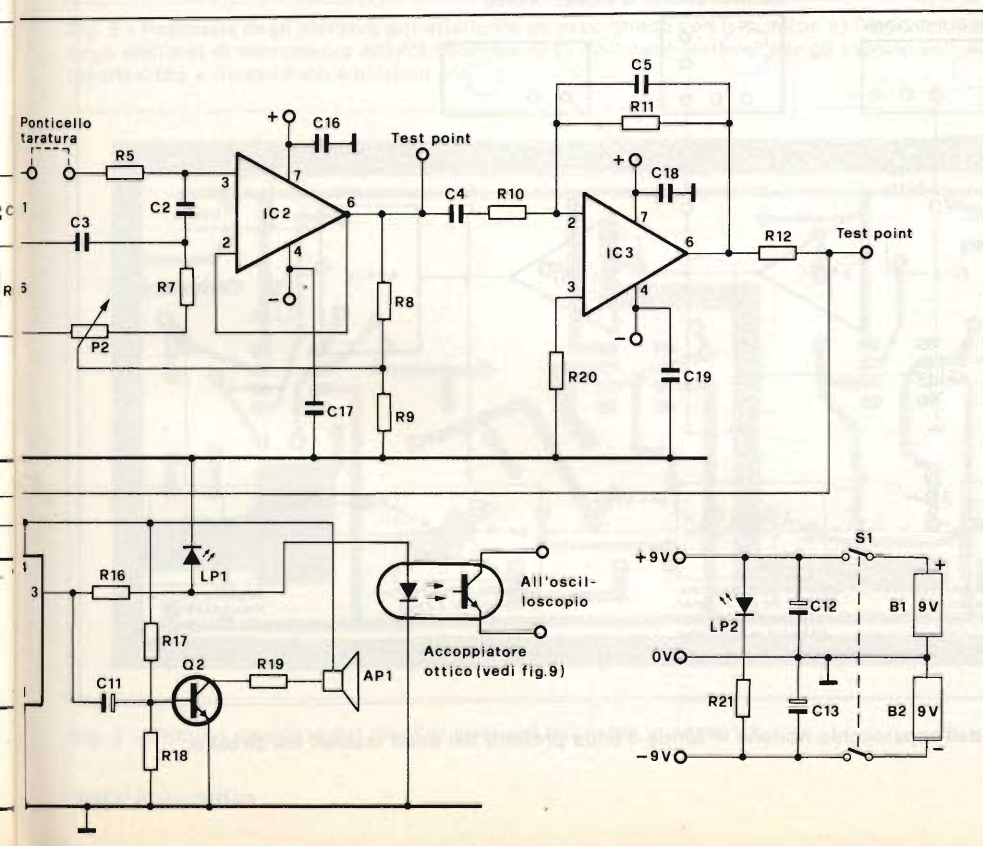



Fig. 1 - Schema elettrico del monitor per il rilevamento della bioelettricità. Il guadagno dello stadio di ingresso viene stabilito variando il valore dei resistori R3 ed R4.

ti specialmente per quanto riguarda la scelta dei quattro circuiti integrati tutti di facilissima reperibilità e di costo veramente modesto.

Il debole segnale proveniente dai due elettrodi viene applicato ai due ingressi del primo amplificatore operazionale LF 151. La configurazione è differenziale, per cui IC1 amplifica la differenza di segnale presente fra i due ingressi. L'amplificatore differenziale può essere considerato come la combinazione di un amplificatore invertente e non invertente. Risulta abbastanza semplice variare il gudagno dello stadio agendo sulle resistenze R1 ed R2.

Per motivi pratici variamo il valore di RF_1 e di RF_2 (vedere *figura 2*). Il guadagno differenziale massimo dello stadio è di circa 1.000 volte. P1 serve alla regolazione dell'Off-set del circuito operazionale.

All'uscita di IC1 abbiamo un segnale notevolmente amplificato ma ricco di disturbi come mostrato in *figura 3*. Tali spurie sono in prevalenza composte dalle interferenze a 50 Hz la cui presenza impedisce il corretto funzionamento del circuito.

Per eliminarle si ricorre ad un filtro a reiezione di banda, conosciuto anche come Notch a doppio T, particolarmente indicato allo scopo. Tramite P2 provvediamo a regolare la frequenza di Notch centrando il filtro a 50 Hz.

All'uscita di IC2 abbiamo ora un segnale di ampiezza sufficiente e privo dell'interferenza a 50 Hz. Tramite C4 il segnale viene applicato a IC3 che svolge la funzione di integratore realizzato impiegando un secondo LF151. Come è noto la tensione di uscita di un integratore vale

$$V_o = \frac{1}{R_1 C} \int_0^T V_1 \, dT$$

e la risposta in frequenza

$$F_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

Grazie alla sua caratteristica, il circuito opera come una sorta di filtro eli-

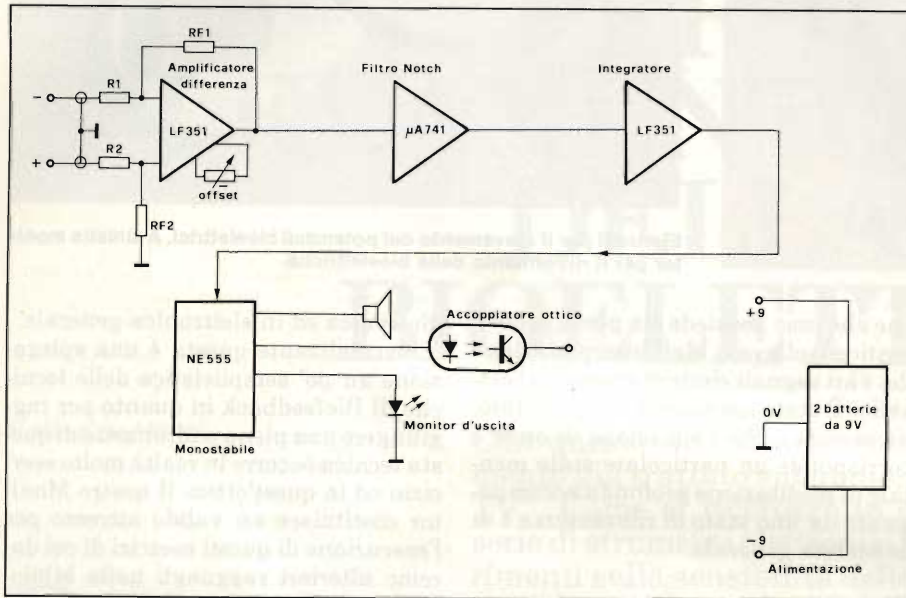



Fig. 2 - Schema a blocchi del monitor. Sono previsti tre tipi di uscite, una acustica, una visiva ed una ad interfaccia per l'allacciamento di strumenti esterni.

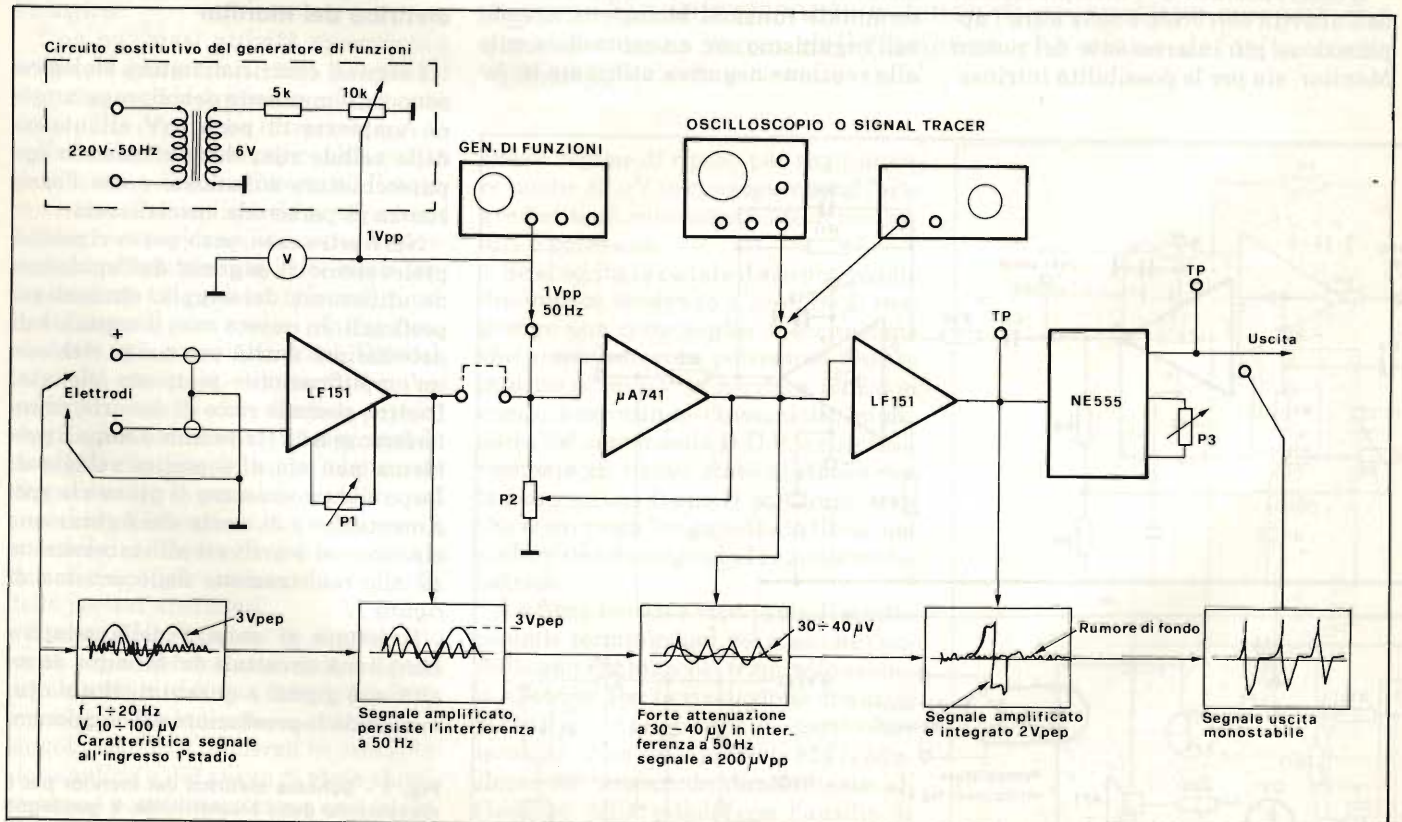



Fig. 3 - Lo schema evidenzia i punti di taratura dell'apparecchio nonché le forme d'onda presenti nei punti cruciali del circuito.

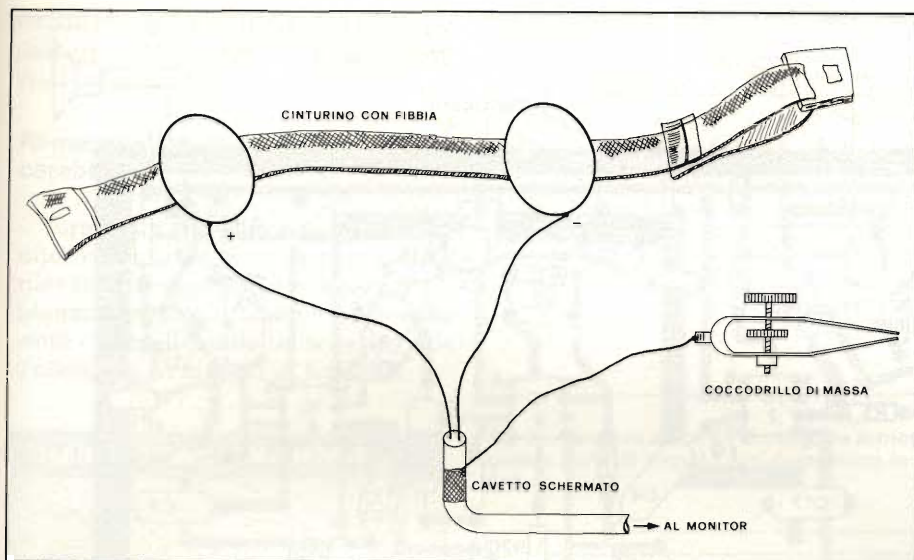



Fig. 4 - Il disegno mostra come autocostruire gli elettrodi . Le placchette devono essere in rame, meglio se argentato.

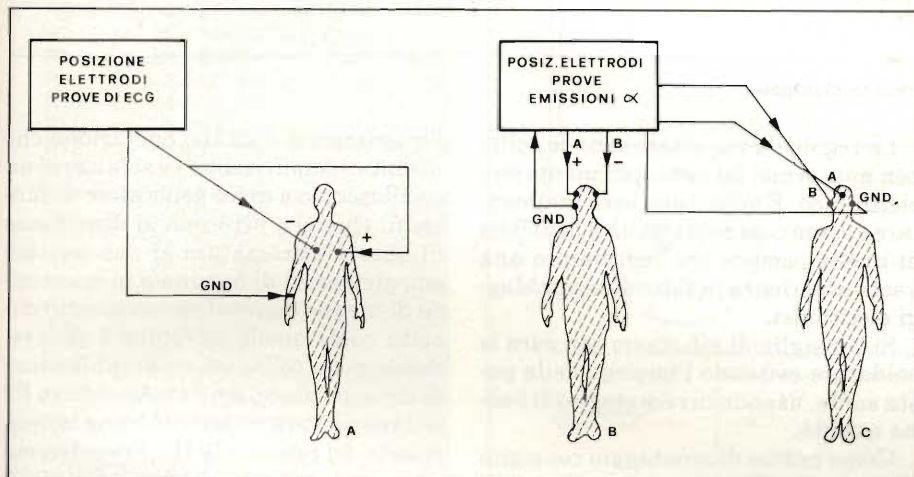



Fig. 5 - Posizione degli elettrodi per effettuare gli esperimenti con il monitor. a) Disposizione degli elettrodi di rilevamento attività cardiaca. b-c) Posizione elettrodi per gli esperimenti di meditazione e rilevamento emissioni αβτ.

minando quella porzione di disturbi a banda larga che non sono stati soppressi dallo stadio precedente con i valori dati il circuito opera a partire da una frequenza attorno ai 30 Hz.

Lo stadio finale che ci consente di quantizzare il segnale è composto da un monostabile ottenuto con il comunissimo NE555. Il segnale viene visualizzato da un diodo LED ed acusticamente da un piccolo altoparlante.

Questo sarebbe già sufficiente a dare una impressione abbastanza attendibile sul tipo di segnale e sulla sua frequenza; volendo però dare la possibilità a chi realizza questo circuito di disporre di uno strumento che gli permetta di eseguire degli esperimenti con un certo grado di affidabilità si è prevista la possibilità di collegarlo tramite un isolatore ottico ad un comune oscilloscopio o, per chi ne fosse in possesso, ad un registratore a carta.

La presenza dell'isolatore ottico si rende indispensabile dalla necessità di isolare galvanicamente il circuito da altri strumenti alimentati dalla rete luce, ed il motivo è abbastanza ovvio: il circuito del Monitor è direttamente collegato all'epidermide dello sperimentatore. Va da sé che occorre evitare, nel modo più assoluto contatti pericolosi o comunque il generarsi di correnti di dispersione le quali possono dare origine a fastidiose scariche elettriche. Per questo motivo, si è preferito alimentare il Monitor con due batterie da 9V anziché ricorrere al tradizionale alimentatore.

È necessario in fase di cablaggio, evitare di collegare la massa del circuito al telaio del contenitore.

Fig. 6 - Circuito stampato del monitor visto dal lato rame in scala 1:1.

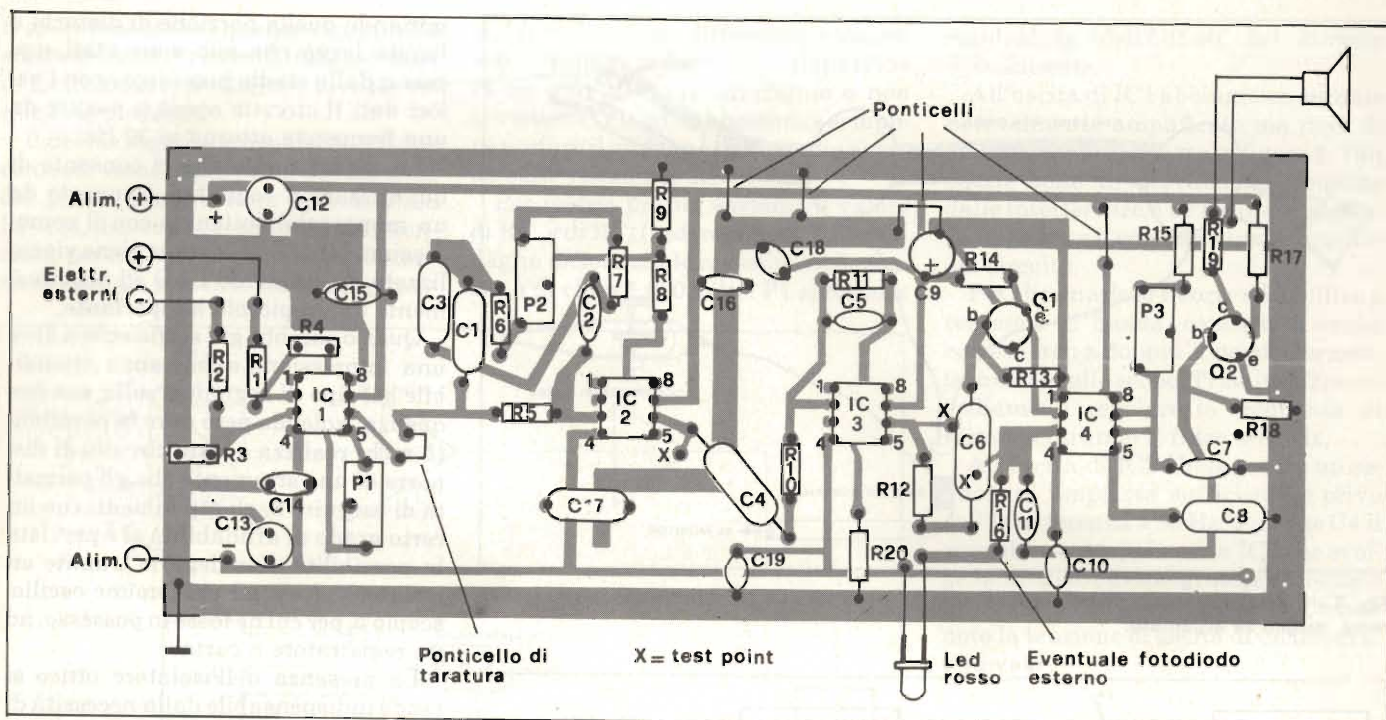



Fig. 7 - Disposizione dei vari componenti sulla basetta stampata.

Costruzione degli elettrodi

In commercio sono reperibili appositi elettrodi da applicare all'epidermide che normalmente sono usati dai medici quando devono effettuare i rilevamenti cardiaci.

Si tratta di elettrodi a perdere muniti in testa di un attacco per il collegamento con i cavetti che vanno allo strumento.

Il loro costo risulta contenuto. Qualora però si usi il Monitor in maniera piuttosto intensiva è conveniente provvedere alla auto costruzione degli elettrodi come mostrato in *figura 4*.

Per tale scopo ci si procurerà due dischetti di rame o meglio rame argentato delle dimensioni di una moneta da 50 lire. Con l'aiuto di un po' di collante, essi verranno fissati ad una cintura elastica possibilmente regolabile e munita di fibbia. Sul retro degli elettrodi salderemo a stagno il cavetto di collegamento che dovrà essere del tipo schermato munito di due poli interni più lo schermo il quale verrà collegato all'elettrodo di massa. Prima di stringere la fibbia, è bene cospargere la superficie degli elettrodi con apposita gelatina per migliorare il contatto fra questi e l'epidermide.

Note di assemblaggio

Usufruendo dell'apposito circuito stampato di *figura 6* le operazioni di assemblaggio meccanico ed elettrico sono veramente ridotte al minimo.

Le regole da rispettare sono le solite ben note ormai ad ogni sperimentatore elettronico. È opportuno però rammentare alcune cose soprattutto a beneficio di quelle persone che non hanno una vasta esperienza in fatto di assemblaggi elettronici.

Si consiglia di effettuare con cura le saldature evitando l'impiego della pasta salda, usando invece stagno di buona qualità.

Come ordine di montaggio consiglio di procedere dapprima con gli zoccoli dei circuiti integrati e via via con resistenze e condensatori. Ricordo che è bene usare resistenze a strato metallico di ottima qualità ed evitando nel modo più assoluto componenti usati o di dubbia qualità.

La piastra a circuito stampato verrà assemblata in un apposito contenitore e sulla mascherina frontale troveranno posto i comandi (il doppio interruttore ed il commutatore del guadagno) oltre ai diodi Led ed al bocchettone d'ingresso.

Uso e taratura del monitor

Al fine di ottenere prestazioni ottimali dobbiamo procedere ad una semplice ma necessaria operazione di taratura. In pratica interveniamo sul potenziometro che regola l'off-set di IC1. Questa operazione è indispensabile per evitare la possibile saturazione dello stadio successivo.

Terminata questa operazione occorre tarare il filtro di Notch per eliminare l'interferenza a 50 Hz; operazione che diventa semplicissima se si fa uso di un oscilloscopio e di un generatore di funzioni. Qualora però non si disponesse di questa attrezzatura si può ovviare con strumenti di fortuna o in mancanza di meglio approntare un piccolo circuito come quello di *figura 3* provvedendo poi a collegare un amplificatore di BF al piedino 6 del 741. Agendo su P2 si deve rilevare ad un tratto una brusca caduta del ronzio a 50 Hz. Procederemo poi con piccoli ritocchi fino a far sparire quasi del tutto l'interferenza.

Per facilitare comunque la messa a punto dei vari stadi, specie del filtro Notch sono stati previsti sul circuito stampato alcuni punti di taratura (test point) ai quali è possibile collegare gli strumenti.

Terminate queste operazioni passeremo ad un collaudo pratico. Inizieremo con un rilevamento degli impulsi cardiaci, collegando gli elettrodi dopo averli cosparsi dell'apposita gelatina (operazione indispensabile se sono autocostruiti).

Immediatamente noteremo il Led rosso accendersi e spegnersi con ritmo costante mentre nell'altoparlante sentiremo il classico toc toc del cuore.

Potranno rendersi a questo punto necessari piccoli ritocchi a P2 e a P3 specialmente per quest'ultimo che controlla il tempo di carica e scarica di C7 rendendo anche più armoniosa la nota udibile in altoparlante.

Queste operazioni hanno anche lo scopo di familiarizzarci all'uso dello

strumento, pratica indispensabile per passare ad esperimenti più significativi ed interessanti.

Rilevamenti delle emissioni cerebrali

Terminata la messa a punto del Monitor ed eseguite le prime prove con il rilevamento degli impulsi cardiaci potremmo passare all'esame delle emissioni cerebrali dando un'occhiata alla *Tabella 1* e ai disegni di *figura 5*.

ELENCO COMPONENTI MONITOR

Resistori:

R1	=	10 kΩ 5%
R2	=	10 kΩ 5%
R3	=	10 MΩ 5%
R4	=	10 MΩ 5%
R5	=	620 kΩ 5%
R6	=	4,7 kΩ 5%
R7	=	75 kΩ (68 k + 6,8 k)
R8	=	68 Ω 5%
R9	=	2,2 kΩ 5%
R10	=	4,7 kΩ 5%
R11	=	1 MΩ 5%
R12	=	3,9 kΩ 5%
R13	=	1 MΩ 5%
R14	=	10 kΩ 5%
R15	=	10 kΩ 5%
R16	=	150 Ω 5%
R17	=	100 kΩ 5%
R18	=	330 kΩ 5%
R19	=	2,2 Ω 5%
R20	=	1 kΩ 5%
R21	=	220 Ω 5%
P1	=	10 kΩ trimmer 10 giri
P2	=	20 kΩ trimmer 10 giri
P3	=	100 kΩ trimmer 10 giri

Condensatori:

C1	=	68 nF 150 Vl
C2	=	68 nF 150 Vl
C3	=	68 nF 150 Vl
C4	=	3,3 μF a carta 60 Vl
C5	=	68 nF a carta 60 Vl
C6	=	15 nF a carta 60 Vl
C7	=	470 nF a carta 60 Vl
C8	=	22 nF a carta 60 Vl
C9	=	22 μF 25 Vl
C10	=	100 μF 25 Vl
C11	=	25 μF 25 Vl
C12	=	100 μF 25 Vl
C13	=	100 μF 25 Vl
C14	=	10 nF 100 Vl miniatura
C15	=	10 nF 100 Vl miniatura
C16	=	10 nF 100 Vl miniatura
C17	=	10 nF 100 Vl miniatura
C18	=	10 nF 100 Vl miniatura
C19	=	10 nF 100 Vl miniatura

Semiconduttori - Varie:

IC1	=	LF351
IC2	=	μA741
IC3	=	LF351
IC4	=	NE555
Q1	=	PNP tipo BC 212 o BC 309
Q2	=	2N1711
LP1	=	Diodo LED rosso
LP2	=	Diodo LED verde
S1	=	deviatore

Fig. 8 - Isolatore ottico da accoppiare al monitor per rilevamenti esterni. I componenti relativi a questa parte di circuito non compaiono in elenco né sono presenti sul circuito stampato.

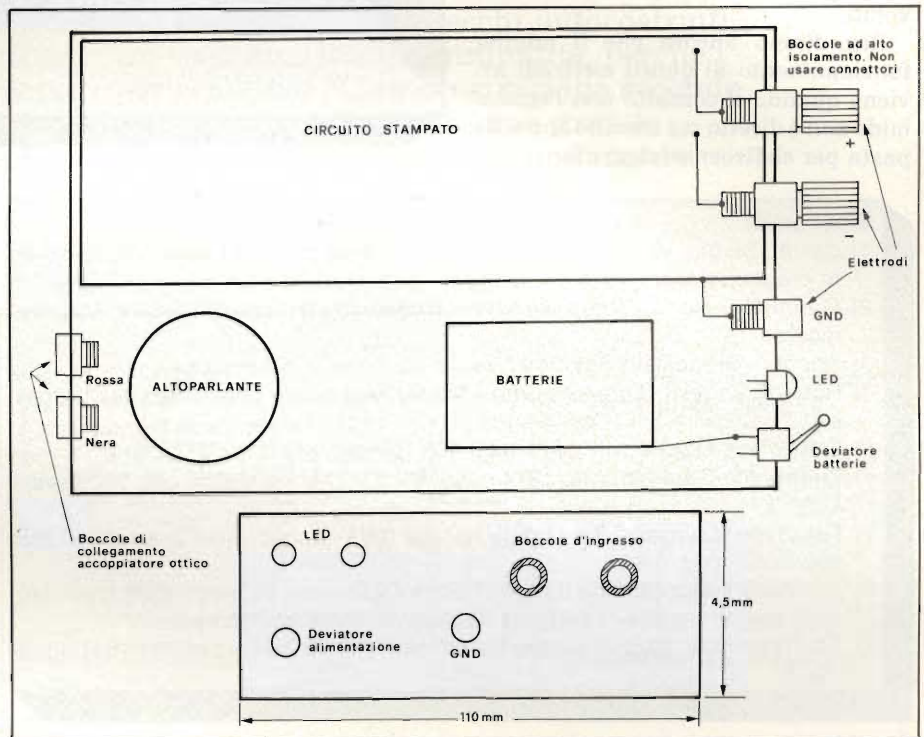
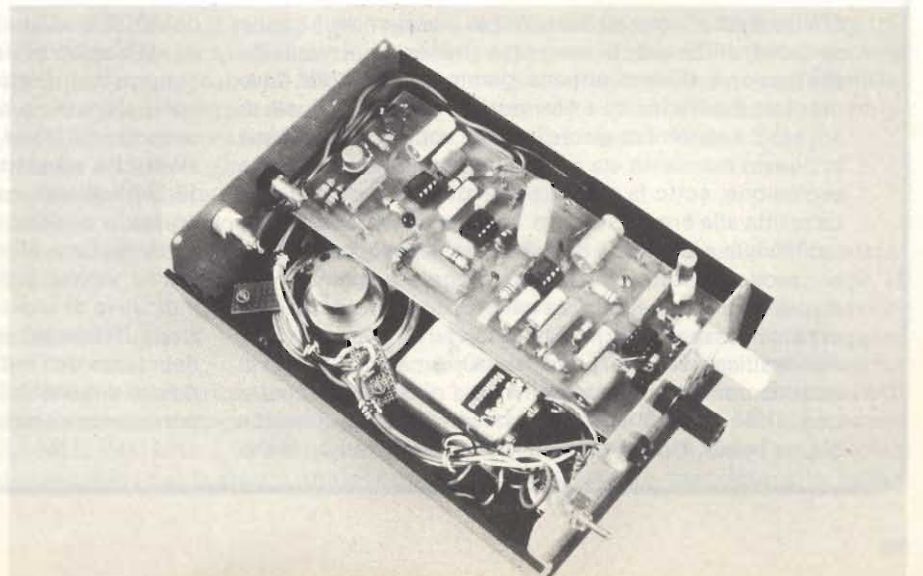



Fig. 9 - Disposizione delle varie parti all'interno del contenitore e vista del pannello frontale del monitor.

Come nella prova precedente spargeremo gli elettrodi di una piccola quantità di pasta per elettroencefalografia. Dopo di che passeremo al fissaggio degli elettrodi.

L'elettrodo massa verrà piazzato servendoci di una pinzetta a pressione regolabile sul lobo di un orecchio, destro o sinistro indifferentemente. Nel far questa operazione regoleremo la pinzetta in modo che non provochi una sensazione fastidiosa. La posizione degli altri due elettrodi è subordinata ai risultati che vogliamo ottenere.

Incominceremo con il fissare gli elettrodi sulle tempie passando successivamente a spostare gli elettrodi sin tanto che non si ottengono i risultati voluti.

Ricordiamo ancora che il miglior funzionamento di questi elettrodi avviene quando il contatto con l'epidermide non è diretto ma tramite apposita pasta per elettroencefalografia.

Tabella 1: Tipi di emissione cerebrale con le relative caratteristiche

Tipo di segnale	Stato mentale corrispondente	Frequenza in Hz	Ampiezza in microvolt	Note
ALFA α	Tranquillità, meditazione sonno profondo	7 ÷ 13	5 ÷ 80	*L'ampiezza della emissione misurata è anche funzione della posizione degli elettrodi*
BETA β	Ansia, attenzione stati di tensione sorpresa paura	13 ÷ 28	5 ÷ 60	
DELTA δ	Sonno profondo trance	0,2 ÷ 4	5 ÷ 60	*Esistono altri tipi di emissione*
TETA τ	Stati di incertezza	3,5 ÷ 7,5	40 ÷ 180	*di cui però non si conosce ancora bene lo scopo o la funzione corrispondente*

Bibliografia

1) Cerutti Sergio, Pincirioli Francesco *"Analisi del segnale elettroencefalografo e automazione"* 1976 ed. Club.
2) Giorgi Giorgio C. *"Onde ultracorte attraverso l'encefalo"* 1946 ed. Minerva medica
3) Anochin Bernestein Sokolov *"Neuro fisiologia e cibernetica"*
4) Roberto Volterri *"Enigma uomo - Nuove esperienze di psicotronica"* Sugar ed.
5) Elettronica Oggi Aprile 1971 pag. 403 *"Elettronica e metapsichica"*.
6) Elettronica Oggi febbraio 1974 pag. 186 *"Elettronica e controllo del cervello"*.
7) Selezione di tecnica TV Luglio/Agosto 1981 *"Applicazioni pratiche di Bio elettricità"* pag. 53.
6) Comitato elettrotecnico italiano norme CEI norme 62.5 ed I 1980 fascicolo 507 *"Norme generali sicurezza degli apparecchi elettromedicali"*
7) Elettrotecnica *"Modelli elettronici dei neuroni"* A. Zanini Vol. 50 N. 6 Giugno 1963

Il tipo di segnali che rileveremo con maggiore intensità riguarda le emissioni ALFA.

È noto che è più facile rilevare le emissioni alfa nell'area frontale a seguito di opportuni esercizi di meditazione in quanto questo particolare tipo di emissioni si ha quando il soggetto si trova in uno stato di meditazione o di completa rilassatezza.

Con l'aiuto del Monitor e di opportuni esercizi potremmo renderci conto di quando siamo in questo particolare stato, stimolando l'emissione di onde alfa.

Rimandiamo alle note bibliografiche il lettore che desiderasse approfondire l'argomento trattato sia da un punto di vista chimico che tecnico. ■

Una industria italiana della sicurezza

C'è un mercato che sta sempre più emergendo: è quello dell'elettronica per la sicurezza ritenendo con questa espressione riferirsi ad una gamma di prodotti dove dominano soprattutto i rilevatori di pericolo e quelli di accesso. I sistemi di sicurezza non sono una novità ma in questo momento sta conoscendo una vera e propria esplosione, sotto la spinta anche delle tensioni sociali. La spinta alla crescita è forte. La diversificazione, l'adattabilità e la modularità delle soluzioni che le tecnologie e i prodotti elettronici hanno progressivamente reso disponibile per la sicurezza ha favorito la proliferazione di piccoli assemblatori - installatori su un mercato vasto e diversificato nonchè privo di una normativa. Si tratta di aziende con una dimensione media di 5 addetti mentre quelle con oltre 100 addetti si possono contare sulle dita di una mano. Con la crescita del fatturato, ad un tasso del 30/40% all'anno come minimo, si va anche affermando un nucleo di imprese produttrici italiane in grado di conquistare quote crescenti del mercato nazionale e di competere pure sul mercato internazionale. Nel 1981, secondo dati Istat, l'Italia ha importato apparecchiature elettriche ed elettroniche antifurto e antiincendio per 13,358 miliardi, esportandone per 15,674 miliardi, con un saldo positivo di 2,316 miliardi. Si tratta di dati che sottovalutano le importazioni e che non misurano l'effettivo valore dell'export ma che si possono ritenere indicative di una situazione in continua e rapida evoluzione. Tutto ciò senza dimenticare i numerosi punti di debolezza dell'industria nazionale della sicurezza quali: ridotte dimensioni delle aziende, eccessiva dispersione, persistente carenza di norme e indicazioni legislative. ■

RICETRASMETTITORE QRP-CW

di Gerhard Haynold

I ricetrasmettitori ad onde corte di produzione industriale sono ormai arrivati ad un tale livello tecnico che il dilettante medio non è più in grado di applicare i medesimi concetti agli apparecchi autocostruiti. Anche il prezzo costituisce un impedimento determinante, perchè i componenti hanno spesso costi proibitivi. L'autocostruzione secondo schemi semplificati comporta tuttavia sempre una grande soddisfazione, anche se ci si deve limitare a prestazioni meno sofisticate.

Chiunque abbia ascoltato le emissioni in onde corte in buone condizioni di propagazione, ha potuto subito accorgersi che le bande destinate alle comunicazioni in fonia sono affollatissime, mentre al contrario le bande riservate alla telegrafia (CW) sono relativamente "tranquille". Si possono ricevere "chiare e forti" anche stazioni di piccola potenza (QRP), mentre le stazioni QRP-SSB [1]) sono molto disturbate (QRM). Un trasmettitore CW di piccola potenza potrebbe però avere buone probabilità di farsi sentire anche se il livello dei disturbi è elevato o la propagazione è cattiva.

Il ricetrasmettitore descritto in questo articolo può essere montato su una scheda tipo Europa ed è in grado di emettere una potenza di circa 1,5 W; la taratura si potrà facilmente eseguire con l'aiuto di un ricevitore ad onde medie, di un grid-dip-meter ed eventualmente di un oscilloscopio.

La spesa per i componenti non è alta, specialmente se si possiede il normale assortimento di materiale elettronico del quale ogni laboratorio dovrebbe essere dotato.

Fig. 1 - Schema a blocchi del ricetrasmettitore QRP-CW, predisposto per una frequenza di trasmissione di 3,500 MHz.

Il funzionamento è semplice

Il ricetrasmettitore è stato progettato in modo da andare ugualmente bene per tutte la bande delle onde corte. Un quarzo da 3 MHz permette l'uso dell'apparecchio nella banda degli 80 m. Per la banda dei 20 m, il quarzo dovrà essere di 13,5 MHz se la miscelazione avverrà per somma, o di 14,6 MHz se essa avverrà per differenza con la frequenza dell'oscillatore variabile (VFO). Lo schema a blocchi (*figura 1*) mostra come funziona il ricetrasmettitore, strutturato in questo caso per trasmissione-/ricezione di un segnale con frequenza di 3,5 MHz.

Il trasmettitore

Il VFO e l'oscillatore a quarzo producono, nel miscelatore 1, un segnale di 3,5 MHz (500 kHz ± 3MHz). Questo segnale raggiunge lo stadio finale tramite l'amplificatore di alta frequenza (pilota) e passa infine all'antenna tramite un commutatore. Una nota di segnalazione (circa 800 Hz) facilita la trasmissione dei segnali Morse.

Il ricevitore

Il segnale d'ingresso (3,5 MHz) attraversa il filtro di banda e perviene al miscelatore 2. La sintonia del ricevitore si ottiene (RIT) variando la frequenza del VFO di ±1 kHz per cui all'uscita del miscelatore avremo la frequenza di 1 kHz e quella di 7,001 MHz. La bassa frequenza viene filtrata ed amplificata prima di essere mandata alla cuffia

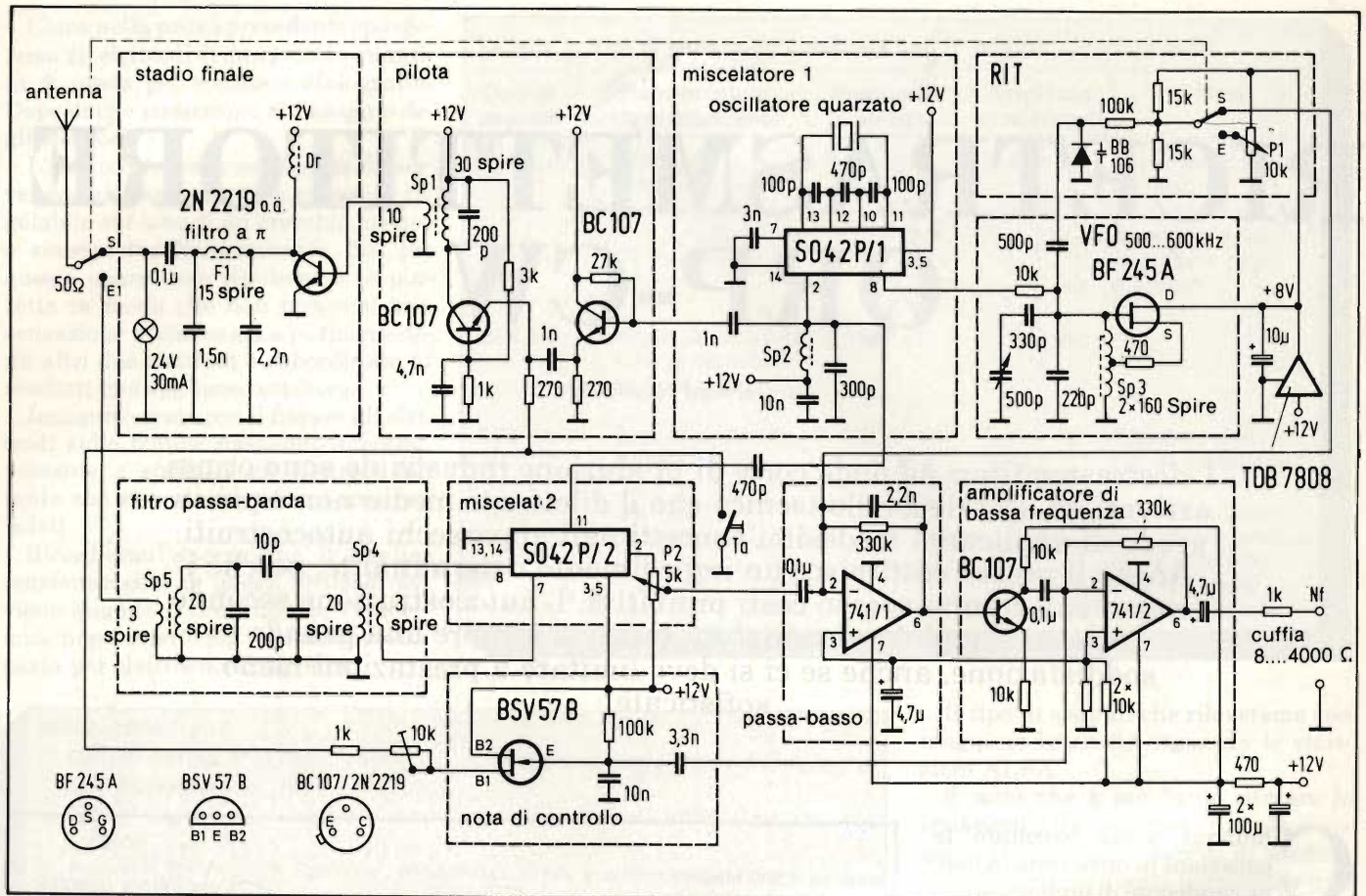



Fig. 2 - Schema completo del ricetrasmettitore per la banda CW degli 80 m.

(impedenza 10.....5000 Ω); potranno essere ricevuti sia segnali CW che SSB. La sensibilità del secondo miscelatore è straordinariamente elevata, di poco inferiore a quella di un ricetrasmettitore commerciale.

Particolari del circuito

L'oscillatore variabile VFO (*figura* 2) è sintonizzabile tra 500 e 600 kHz. La bobina potrà avere 2 x 160 spire avvolte su un supporto cilindrico di 4 mm di diametro con nucleo di ferrite. I filtri di media frequenza di una "certa età" permettono il recupero di supporti con nucleo di ferrite perfettamente adatti a questo particolare impiego. Il resistore di source (470 Ω) garantisce una frequenza di oscillatore con scarso contenuto di armoniche. Tanto maggiore sarà il valore della resistenza, tanto minore sarà il contenuto di armoniche, ma si tenga presente che, ad un valore di circa 3 kΩ, l'oscillatore cesserà di funzionare. Il corretto valore dell'induttanza della bobina potrà essere facilmente controllato mediante un normale ricevitore ad onde medie disposto ad una distanza di circa 2 m.

Il RIT permette una variazione della frequenza di ricezione pari a ±1 kHz. La stabilità del VFO è eccezionale grazie alla sua frequenza molto bassa, e con questo si soddisfa ad uno dei criteri più importanti che caratterizzano un buon ricevitore CW. Il miscelatore 1 ed il miscelatore 2 sono equipaggiati con il circuito integrato SO 42 P. La necessità di componenti esterni è pertanto minima ed inoltre questi miscelatori simmetrici hanno il vantaggio di avere un'elevata pendenza ed una bassa cifra di rumore.

Il miscelatore 1 produce la frequenza del quarzo di 3 MHz, la mescola con la frequenza del VFO e così al piedino 2 appariranno le frequenze di 3,5 e di 2,5 MHz. Il circuito oscillante è tarato sulla frequenza somma; nel miscelatore vengono soppressi i segnali d'ingresso. Per frequenze dell'oscillatore di valore differente sarà necessario soltanto cambiare i condensatori collegati in parallelo al quarzo (per esempio, per la frequenza di 28 MHz si monteranno 2 condensatori da 10 pF ed uno da 47 pF).

Per la banda dei 28 MHz occorrerà raddoppiare la frequenza del VFO, perchè diversamente le frequenze somma e differenza all'uscita del miscelatore 1 sarebbero troppo ravvicinate ed in certe circostanze potrebbero essere entrambe irradiate. La minore stabilità del VFO, dovuta al raddoppio della frequenza, non è critica. Impiegando quarzi overtone si potrebbe verificare la necessità di collegare un'induttanza in parallelo al maggiore dei tre condensatori, allo scopo di impedire l'oscillazione alla frequenza fondamentale.

Lo stadio finale non presenta problemi

L'amplificatore di alta frequenza a tre stadi contiene solo pochi elementi che dipendono dalla frequenza. Il filtro aπ attenua la prima armonica di circa 30 dB soltanto: perciò è consigliabile aggiungere un secondo filtro aπ. Un transistore finale di maggiore potenza del 2N2219 (per esempio il 2SC1307) porterebbe senza fatica la potenza d'uscita a circa 8 W, ma occorrerebbe munirlo di un'adeguata aletta di raffreddamento.

Un'antenna fittizia (dummy load) da 50 Ω munita di un indicatore di alta frequenza ad elevata impedenza collegato in parallelo (per esempio una lampadina ad incandescenza da 24 V/30 mA) renderà possibile la messa a punto del filtro aπ per la massima potenza d'uscita (massima luminosità della

lampadina). I valori indicativi per la bobina di filtro sono: 15 spire, diametro 8 mm, con nucleo di ferrite.

Ricevitore con ingresso diretto al miscelatore

Il presupposto più importante per la buona ricezione delle onde corte è la presenza all'ingresso di un filtro a banda stretta, che possa sopprimere all'ingresso del miscelatore 2 i segnali provenienti da potenti trasmettitori che irradiano ai limiti della banda delle onde corte. Un filtro ad una sola sezione è insufficiente nel nostro caso: ce ne vorrà uno a due sezioni realizzabile mediante due filtri di media frequenza di tipo miniaturizzato, da 455 kHz. Occorrerà in questo caso togliere gli avvolgimenti ai filtri, lasciando però collegato il condensatore da 200 pF. Le bobine dei circuiti oscillanti avranno circa 20 spire cadauna, mentre quelle di accoppiamento saranno di tre spire.

I circuiti oscillanti in parallelo saranno tarati ad una frequenza di 3,5 MHz con il nucleo avvitato a metà. Si dovrà usare allo scopo il grid-dip-meter accoppiato in modo lasco (condensatore di accoppiamento da 5 pF). Se non si ottiene la risonanza a 3,5 MHz, bisognerà correggere opportunamente il numero di spire dei circuiti oscillanti. E' molto importante che l'accoppiamento tra i due filtri di banda sia piuttosto lasco (accoppiamento leggermente al di sotto del critico). Se al momento del collaudo si dovessero udire delle stazioni di radiodiffusione circolare, occorrerà diminuire ancora l'accoppiamento.

Amplificatore di bassa frequenza ad elevato guadagno

A causa del gran numero di stazioni che trasmettono a frequenze molto ravvicinate, al piedino 2 del miscelatore 2 si presenterà un ampio spettro di frequenze. Il condensatore di controreazione da 2,2 nF, insieme al primo amplificatore operazionale (un circuito integrato tipo 741), funziona da filtro passa-basso e garantisce un'ottima soppressione delle frequenze spurie; i due amplificatori operazionali 741 amplificano il segnale utile fino ad un livello adatto per l'audizione in cuffia. Il transistore che si trova tra essi funziona da invertitore ed evita che, tra gli stadi a bassa frequenza, si manifestino fenomeni di reazione. Il resistore da 1 kΩ all'uscita del secondo amplificatore operazionale impedisce che il circuito entri in oscillazione nel caso in cui l'impedenza della cuffia fosse troppo bassa.

Il collegamento che va dal piedino 2 del primo C.I. 741 al commutatore RIT blocca questo amplificatore operazionale cosicchè in trasmissione si udrà solo il segnale di controllo.

Costruiti, provati e tarati tutti i circuiti che compongono l'apparecchio, si potrà dar corso al primo QSO. Il commutatore ricezione/trasmissione dovrà essere disposto in "ricezione" ed il potenziometro RIT in posizione mediana. Si sintonizzerà l'apparecchio sulla frequenza della stazione che si vuol ricevere fino ad ottenere il battimento zero e si ruoterà il potenziometro RIT verso sinistra o verso destra, finchè il segnale della stazione sarà nuovamente udibile ad una frequenza di nota pari a circa 800 Hz.

Il commutatore dovrà ora essere portato in posizione "trasmissione" e la stazione sarà così pronta a trasmette-

Fig. 3 - Sulla scheda tipo Europa resta ancora spazio sufficiente per la costruzione di circuiti di completamento.

Fig. 4 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

La qualità dell'immagine televisiva può essere migliorata

È ancora possibile migliorare la qualità dell'immagine e del colore televisivo? Certamente rispondono numerose industrie anche se le vie indicate o seguite per arrivarci non sono le stesse. La RCA, ad esempio, ha scelto l'approccio digitale per migliorare le prestazioni degli apparecchi che ricevono il segnale distribuito secondo gli standard NTSC. La RCA è della convinzione che la tecnica digitale non solo condurrà alla eliminazione di alcuni difetti di funzionamento ma renderà possibile la totale eliminazione della struttura di linea nello schermo, ottenibile in larga parte con un processo di progressiva scansione della linea. A quel punto, sostengono i tecnici della nota industria americana, lo spettatore medio non si renderà più conto della differenza fra un televisore con 525 linee ed uno con 1125 linee ovvero un apparecchio ad elevata definizione dalle prestazioni assimilabili a quelle di un film da 35 millimetri.

re. Si regolerà poi la frequenza del trasmettitore ad un valore uguale a quello dell'altra stazione con la quale si vuole comunicare, scegliendo a piacere la frequenza della nota.

A causa della mancanza del filtro di banda laterale, il miscelatore ad ingresso diretto presenta due svantaggi: la larghezza di banda è doppia rispetto a quella dei veri ricevitori SSB. Il rimedio potrà consistere in un filtro CW di bassa frequenza a banda stretta. Quando la frequenza di eterodina viene ad avere un valore centrale rispetto alle due frequenze ricevute sarà possibile udire, con una nota di uguale frequenza (800 Hz), due segnali che distano tra loro circa 1,6 kHz,. In un caso del genere si deve girare il potenziometro RIT in direzione opposta. Il segnale utile verrà ora udito con una frequenza di 800 Hz, mentre il segnale di disturbo passerà alla frequenza di 2,4 kHz: un orecchio esercitato sarà perfettamente in grado di distinguere le due diverse note in modo da poter comprendere il segnale che interessa.

[1] SSB (in Inglese, Single Side Band ossia banda laterale unica) = trasmissione di una sola banda laterale modulata in ampiezza con portante soppressa

Conclusione

Questo circuito è stato già collaudato in diversi esemplari: se i circuiti oscillanti sono correttamente dimensionati e se i componenti sono in perfette condizioni esso funzionerà sempre al primo tentativo. Non sono esclusi eventuali miglioramenti al circuito, specialmente nella sezione a bassa frequenza, si potranno inserire filtri attivi supplementari, un amplificatore per l'ascolto in altoparlante; si potrà collegare al circuito anche un frequenzimetro digitale. A questo scopo è stato lasciato uno spazio libero sul circuito stampato (*figura 3*).

Esiste inoltre la possibilità di effettuare un montaggio più raccolto su mezza scheda Europa: si otterrà un ricetrasmettitore miniatura non più grande di una radiolina tascabile. La disposizione dei componenti sul circuito stampato di *figura 3* appare in *figura 4*. La corrente assorbita è 12 mA in ricezione e 200 mA in trasmissione, con alimentazione a 12 V.

Per fissare le bobine sarà bene usare una goccia di collante "istantaneo", che colerà lungo l'avvolgimento, bloccandolo al tubetto. ■

GLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

Ing. Dipl. D. Schuessler, Dr. H Croon

L'importanza degli amplificatori operazionali nell'intero campo delle basse frequenze è ormai indiscutibile. In molti libri, il funzionamento di questi circuiti è illustrato con un abbondante impiego di matematica. Noi cercheremo di spiegarli in una maniera più semplice ma non meno efficace.

Per capire il funzionamento e le possibilità d'impiego degli amplificatori operazionali senza dover ricorrere necessariamente a complesse formule di matematica pensiamo che basti conoscere la legge di Ohm e le leggi che regolano il comportamento dei potenziali in corrente continua. Il lettore dovrà sapere inoltre che la corrente assorbita dall'ingresso di un operazionale si approssima al valore nullo (perchè la resistenza d'ingresso è molto elevata) e che la differenza di tensione tra gli ingressi N e P (invertente-non invertente, —/+, a seconda delle convenzioni adottate), ossia la "tensione differenziale".

In seguito presenteremo alcuni degli schemi più usuali di circuiti che impiegano amplificatori differenziali. Per motivi di semplicità non verrà indicata sugli schemi la tensione di alimentazione $\pm V_B$.

L'amplificatore invertente

Si tratta dello schema più usato nell'impiego pratico degli amplificatori operazionali, che trovano le maggiori applicazioni nel cosiddetto calcolo analogico. In questo tipo fondamentale di circuiti l'ingresso P deve essere collegato a massa (figura 1) e perciò si trova a potenziale 0.

Supponiamo che all'ingresso E ci sia una tensione continua di 1 V: i potenziali negli altri punti del circuito si possono ricavare dallo schema di figura 1.

L'ingresso N deve essere anch'esso a tensione zero perchè la tensione differenziale è nulla per definizione: di conseguenza passerà attraverso la resistenza R1 da 10 kΩ una certa corrente che proviene dall'ingresso E. Il valore di tale corrente si calcola come caduta di tensione sulla resistenza, divisa per il valore della resistenza stessa:

$$I = \frac{1\ V}{10\ k\Omega} = 0{,}1\ mA$$

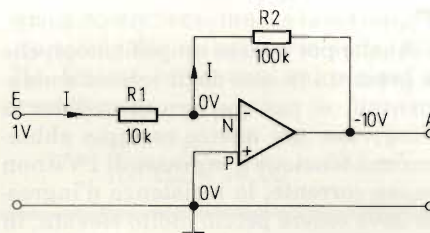



Fig. 1 - Amplificatore invertitore.

Poichè la corrente nell'amplificatore operazionale è teoricamente di 0 mA, l'intera corrente deve scorrere dall'ingresso N all'uscita A. Si ha perciò, sulla resistenza R2, una caduta di tensione pari a:

$$V = 0{,}1\ mA \cdot 100\ k\Omega = 10\ V$$

Il potenziale all'uscita dovrà quindi essere di —10 V, poichè la corrente scorre dal potenziale maggiore a quello inferiore. La tensione d'ingresso V_E si trasforma in una tensione d'uscita V_A amplificata di un fattore 10, solo che cambierà il segno. I due potenziali sono legati tra loro dalla seguente formula:

$$V_A = -\frac{R2}{R1} \cdot U_E$$

Nell' esempio:

$$V_A = -\frac{100\ k\Omega}{10\ k\Omega} \cdot 1\ V = -10\ V$$

Questo tipo di considerazione può benissimo essere applicato anche al valore della resistenza d'ingresso r_e, che si può calcolare come rapporto tra la tensione all'ingresso e la corrente che vi passa. Vale la relazione:

$$r_e = \frac{1\ V}{0{,}1\ mA} = 10\ k\Omega = R1$$

Il valore della resistenza d'ingresso dipenderà pertanto sempre e soltanto dal valore della resistenza R1.

Il sommatore

Se al circuito di figura 1 si aggiunge un altro ingresso, si ottiene un sommatore (figura 2). Una tensione continua di 1V sarà ancora applicata all'ingresso E1, mentre all'ingresso E2 ne viene applicata una da 0,5 V.

La corrente I1 ha, come nel circuito di figura 1, il valore di 0,1 mA e passa indisturbata fino a pervenire al punto nodale K. Questo nodo K si trova evidentemente al potenziale 0, come l'ingresso N dell'operazionale. Per questo motivo, la tensione d'ingresso su E2 produce una corrente:

$$I2 = \frac{0{,}5\ V}{10\ k\Omega} = 0{,}05\ mA$$

attraverso la resistenza R2.

Nel punto K passano insieme le due correnti, che si sommano nella corrente totale:

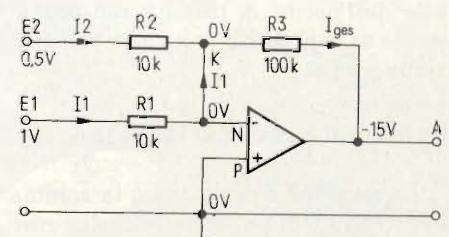



Fig. 2 - Sommatore.

I_{ges} = I1 + I2 = 0,1 mA + 0,05 mA
= 0,15 mA

Tale corrente produce sulla resistenza R3 una caduta di tensione di:

$$V = 0,15\ mA \cdot 100\ k\Omega = 15\ V$$

Se le correnti hanno la direzione delle frecce, si otterrà un potenziale d'uscita di —15 V. Le tensioni d'ingresso vengono perciò sommate ed amplificate di un fattore 10, con cambiamento del segno. Come al solito e come risulta dalla figura, le due resistenze R1 ed R2 sono scelte di valore uguale, in modo che le due tensioni d'ingresso vengano amplificate dello stesso fattore. Vale perciò la seguente formula:

$$-V_A = \frac{R3}{R1} \cdot U_{E1} + \frac{R3}{R2} \cdot U_{E2}$$

Dalla quale si ricaveranno R2 per R1

$$-V_A = \frac{R3}{R1} (U_{E1} + U_{E2})$$

Nell' esempio:

$$-V_A = \frac{100\ k\Omega}{10\ k\Omega} \cdot (1\ V + 0,5\ V)$$
$$= +10 \cdot 1,5\ V$$
$$V_A = -15\ V$$

L'amplificatore elettrometrico

Questa variante circuitale (amplificatore operazionale non invertente) è caratterizzata dal fatto che la tensione d'ingresso è direttamente applicata a P mentre l'ingresso N è collegato a massa tramite una resistenza (figura 3). La tensione continua applicata in E (P) sarà ancora di 1 V.

La corrente nell'ingresso N e nell'ingresso P dell'amplificatore operazionale sarà di 0 mA. Su N ci sarà il potenziale di 1 V identico a quello presente su P, per cui la tensione differenziale sarà sempre nulla.

Da questo punto dovrà perciò scorrere verso massa una corrente di:

$$I = \frac{1\ V}{10\ k\Omega} = 0,1\ mA$$

Questa corrente potrà però provenire solo dall'uscita A tramite R2, producendo ai capi di R2 una caduta di tensione pari a:

$$V = 0,1\ mA \cdot 100\ k\Omega = 10\ V$$

La tensione d'uscita sarà la somma delle cadute di tensione sulle due resistenze R1 ed R2. Appare perciò una tensione d'uscita positiva di 11 V. Evidentemente la tensione d'ingresso verrà amplificata di un fattore 11 con segno positivo:

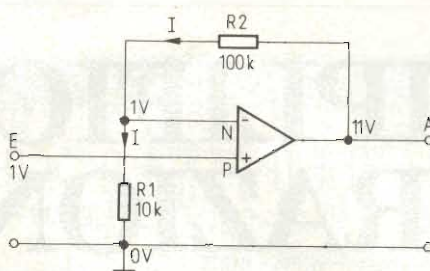



Fig. 3 - Amplificatore elettrometrico.

$$V_A = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \cdot U_E$$

Nell'esempio:

$$V_A = \left(1 + \frac{100\ k\Omega}{10\ k\Omega}\right) \cdot 1\ V = (1 + 10) \cdot 1V$$
$$= 11\ V$$

Anche per questo amplificatore, che si presenta in uno degli schemi fondamentali, si può parlare di resistenza d'ingresso: nel nostro esempio abbiamo una tensione d'ingresso di 1 V e non passa corrente; la resistenza d'ingresso deve essere perciò molto elevata, in teoria infinita. Il nome "amplificatore elettrometrico", con cui è stato battezzato l'amplificatore operazionale non invertente, deriva dall'apparecchio chiamato elettrometro, che serve alla misura delle tensioni ed ha una resistenza d'ingresso elevatissima.

I campi d'impiego di questo circuito si trovano per lo più in quei casi dove la sorgente del segnale non deve essere caricata dall'ingresso dell'amplificatore: specialmente negli amplificatori di misura della frequenza cardiaca oppure negli elettroencefalografi.

L'amplificatore per correnti alternate

Il comportamento degli amplificatori operazionali in corrente alternata apparirà chiaro dall'esempio dell'amplificatore invertitore che appare in figura 4. Applicando all'ingresso una tensione alternata valgono le stesse relazioni stabilite per la c.c., tranne per il fatto che i potenziali variano da un istante all'altro. La spiegazione di questi amplificatori potrà essere fatta tenendo conto dei valori istantanei dei potenziali, considerandoli come se fossero in c.c., durante brevissimi intervalli di tempo.

Supponiamo, per esempio, che all'ingresso ci sia un segnale sinusoidale con f = 1 kHz ed ampiezza V_E = 1 V. La curva di variazione della tensione d'uscita V_A rispetto al tempo è costruita limitandosi a considerare tre particolari istanti caratteristici attraverso ai quali passa l'onda d'ingresso:

Istante t1: la tensione d'ingresso ha un valore massimo di +1 V. Questo caso è stato già esaurientemente trattato: V_A = —10V

Istante t2: la mancanza di una tensione all'ingresso non provoca un passaggio di corrente, per cui non appare una tensione d'uscita.

Istante t3: la tensione d'ingresso ha il valore minimo di —1 V. Questa volta la situazione si inverte rispetto a quella di t1 e basta cambiare il segno di V_A, che avrà ora il valore di +10 V.

Considerando i valori della tensione d'ingresso negli istanti intermedi, si otterrà un andamento sinusoidale anche all'uscita. Estendendo le precedenti considerazioni a molti piccoli intervalli estremamente ravvicinati, varrà evidentemente anche per le tensioni alternate la seguente formula:

$$V_A = -\frac{R2}{R1} \cdot U_E$$

L'amplificatore differenziale

Il nome "amplificatore differenziale" deriva dalla tecnica delle regolazioni. Il suo compito consiste nel confrontare un valore effettivo con un valore di riferimento. La grandezza di riferimento è collegata in permanenza come tensione continua ad uno degli ingressi, mentre il valore effettivo va all'altro ingresso: per questo motivo, in certi istanti apparirà una tensione differenziale tra i due ingressi. Contrariamente a quanto avviene in tutti gli amplificatori operazionali sin qui trattati, verranno pertanto applicati in questo caso su entrambi gli ingressi potenziali continui di valore finito (figura 5). Come appare chiaro dal nome, questo tipo di amplificatore ricava la differenza tra le due tensioni d'ingresso, che verrà poi

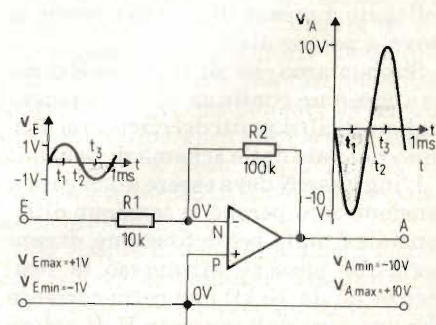



Fig. 4 - Amplificatore invertitore per tensioni alternate.

amplificata di un certo valore dipendente dalla scelta delle resistenze nel circuito.

Applichiamo ora agli ingressi E1 ed E2 le tensioni di 2 e 3 V. Chi è abituato alle sole considerazioni pratiche non si rende subito conto di quale sia il compito della resistenza R4 perchè, in definitiva, si potrebbe anche applicare la tensione di 3 V direttamente all'ingresso P. La resistenza R4 deve essere inserita tra l'ingresso P e la massa per due motivi:

1) Permettere il passaggio di una piccola corrente dall'ingresso P dell'operazionale alla massa. Se non ci fosse R4, apparirebbe sull'ingresso P una tensione continua supplementare (tensione di offset) indesiderata perchè anch'essa verrebbe amplificata e sposterebbe la linea di zero della tensione d'uscita.

2) Formare un partitore per la tensione in modo che le due tensioni d'ingresso possano essere correttamente sottratte tra di loro nonostante l'elevata impedenza dell'amplificatore.

La scelta dei valori resistivi avviene di solito facendo R2 = R1 ed R3 = R4. Il valore della tensione d'uscita sarà perciò il seguente:

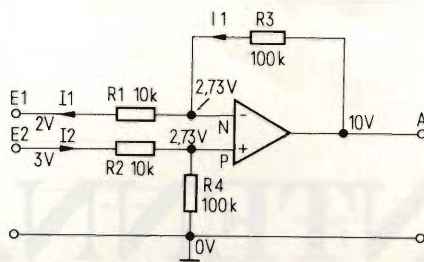



Fig. 5 - Amplificatore differenziale.

$$V_A = \frac{R3}{R1} \cdot (U_{E2} - U_{E1})$$

Nell'esempio:

$$V_A = \frac{100\ k\Omega}{10\ k\Omega} \cdot (3\ V - 2\ V) = 10 \cdot 1\ V$$

$$= 10\ V$$

Anche questo circuito può essere spiegato con l'aiuto dei potenziali in tensione continua. Cominciamo a vedere cosa succede all'ingresso E2, dal quale scorre verso massa la corrente I2, tramite le due resistenze in serie R2 ed R4. Questa corrente si calcola nel seguente modo:

$$I2 = \frac{3\ V}{100\ k\Omega + 10\ k\Omega} \approx 27{,}3\ \mu A$$

e produce ai capi della resistenza R4 una caduta di tensione di 27,3 μA . 100 k Ω = 2,73 V. All'ingresso P ci sarà perciò un potenziale di 2,73 V.

Sarà ora possibile prendere in considerazione l'ingresso E1. Lo stesso potenziale presente all'ingresso P (2,73 V) dovrà trovarsi anche all'ingresso N (se, come presupposto, la tensione differenziale tra gli ingressi P ed N è nulla). Di conseguenza deve entrare nell'ingresso E1 una corrente:

$$I1 = \frac{2{,}73\ V - 2\ V}{10\ k\Omega} \approx 73\ \mu A$$

La corrente I1 non potrà che provenire dall'uscita A, sulla quale perciò ci si attende di trovare un potenziale più elevato. Sulla resistenza R3 troveremo una caduta di tensione pari a:

$$V = 73\ \mu A \cdot 100\ k\Omega \approx 7{,}3\ V$$

Ancora una volta le tensioni parziali si sommano sulle resistenze per dare origine alla tensione di uscita di:

$$V_A = 2{,}7\ V + 7{,}3\ V = 10\ V$$

■

ANTENNA VHF-FM PRIVA DI INTERFERENZE

Viene descritta un'antenna da interno realizzata dalla Matsushita-Technics per la realizzazione VHF. La Wing Antenna (antenna ad ala) presenta, insieme a una realizzazione compatta, un circuito selettivo incorporato e controllato dalla stessa tensione di sintonia del ricevitore, che permette di ottenere una reiezione dei segnali interferenti finora possibile solo con ingombranti antenne a molti elementi.

di G. Martinetti

Fig. 1 - L'antenna VHF realizzata dalla Matsushita-Technics unisce ad una realizzazione compatta un circuito di sintonia incorporato per esaltare la discriminazione del segnale ricevuto da quelli interferenti. Per la sua forma viene denominata Wing Antenna (Antenna ad ala).

La ricezione FM, specialmente se stereo hi-fi, richiede la disponibilità di un segnale privo di interfenze per non compromettere la qualità del suono.

Oggi è difficile ottenere questo obiettivo soprattutto nelle aree metropolitane dove le numerose e potenti emittenti locali e i disturbi a spettro largo dei motori producono diversi segnali di qualche centinaio di milliVolt ai morsetti di ingresso del ricevitore.

Questi segnali danno luogo nei primi stadi a banda larga del sintonizzatore a battimenti che non sono più discriminabili dal segnale utile nel successivo circuito di sintonia.

Si deve allora ricorrere ad un efficiente sistema di antenna.

Nelle antenne riceventi la discriminazione del segnale utile da quelli interferenti è affidata normalmente alla loro direttività, cioè al fatto che il guadagno è massimo nella direzione principale e decresce bruscamente al di fuori di essa.

Nel caso delle antenne riceventi VHF viene normalmente impiegato un dipolo ripiegato a mezza lunghezza d'onda le cui dimensioni (lunghezza di circa 1,5 mt.) poco si prestano all'uso domestico di interni, mentre la sua limitata direttività non offre un'adeguata reiezione dei segnali interferenti.

La realizzazione della Matsushita permette di rimediare ai due inconvenienti grazie anzitutto all'idea di ridurre la lunghezza del dipolo ad appena 43 cm per mezzo di un caricamento distribuito e inoltre alla migliore discriminazione grazie all'inserimento di un circuito di sintonia nel basamento del dipolo controllato elettronicamente dallo stesso ricevitore (*figura 1*).

Il circuito che sintonizza elettronicamente l'antenna presenta al cavo di connessione del ricevitore l'impedenza di adattamento di 75 Ω nella banda di sintonia.

Riducendo in tal modo la banda effettiva di ingresso del ricevitore non solo si riduce l'effetto dei segnali interferenti indesiderati ma anche quello dovuto al rumore a spettro largo prodotto dai motori sia a scoppio che elettrici.

L'antenna è stata denominata per la

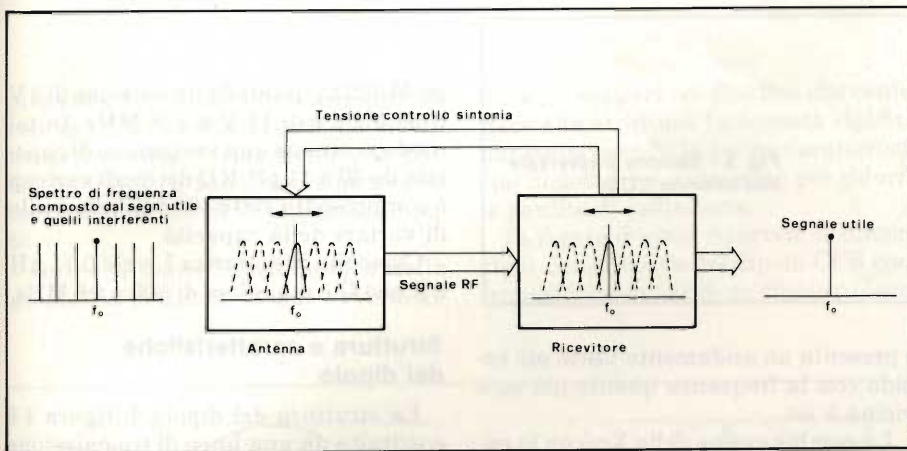



Fig. 2 - Il principio della sintonia elettronica dell'antenna controllata dalla stessa tensione che aziona la sintonia del ricevitore. In tal modo si impedisce che i segnali a frequenze diverse producano battimenti indesiderati nei circuiti d'ingresso a banda larga del ricevitore.

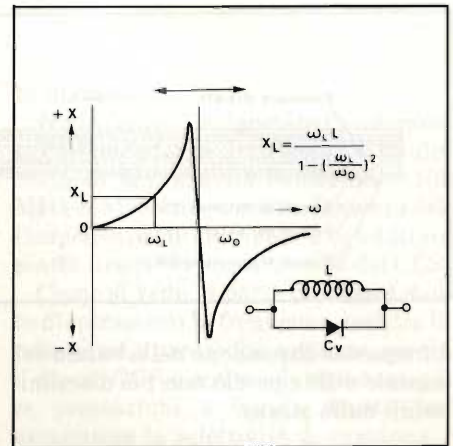



Fig. 3A - Schema di principio del circuito di sintonia variabile dell'antenna, composto dal dipolo a zig-zag e da elementi a costanti concentrate.

sua forma "Wing Antenna" cioè Antenna ad Ala. La sua tecnica realizzativa è stata chiamata CCS (Current Controlled Shortening) poichè le particolari prestazioni dell'antenna vengono fondamentalmente ottenute per mezzo di un dimensionamento e di un controllo opportuni della distribuzione di corrente nella stessa.

Principi fondamentali

I punti fondamentali su cui si basa la tecnica CCS utilizzata per l'antenna si possono così riassumere.

— Una opportuna configurazione a zig-zag dell'elemento radiante conferisce un caricamento induttivo distribuito, che produce una riduzione del 30% della lunghezza rispetto ad un bipolo tradizionale.
— Si ottiene di conseguenza una maggiore concentrazione della corrente dell'antenna con una diminuzione delle perdite e aumento della direttività.
— Controllo della frequenza a cui si ha il massimo di guadagno dell'antenna mediante un circuito selettivo pilotato elettronicamente.
— Nella banda delimitata dal circuito di sintonia si ottiene un adattamento dell'antenna migliore che non se la stessa fosse a banda larga, riducendo le perdite di trasferimento al ricevitore.

Il controllo elettronico della sintonia dell'antenna avviene in sincronismo con quello del ricevitore grazie all'azione della tensione proveniente dallo stesso secondo lo schema a blocchi di *figura 2*.

In tal modo si impedisce che segnali interferenti di forte intensità entrino nel circuito d'ingresso a banda larga del ricevitore producendovi battimenti

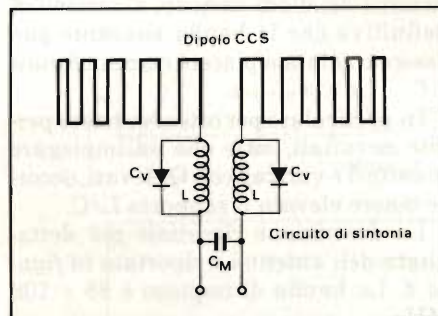



Fig. 3B - La reattanza complessiva del circuito risonante parallelo formato dall'induttanza L e dal diodo caricap Cv.

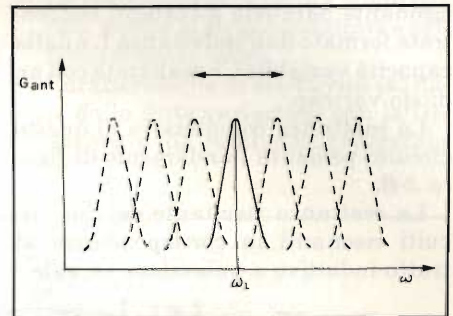



Fig. 3C - Si ottiene l'ottimo di adattamento in una banda stretta nell'intorno di ω_L, che può essere spostata agendo sulla tensione di polarizzazione dei diodi varicap.

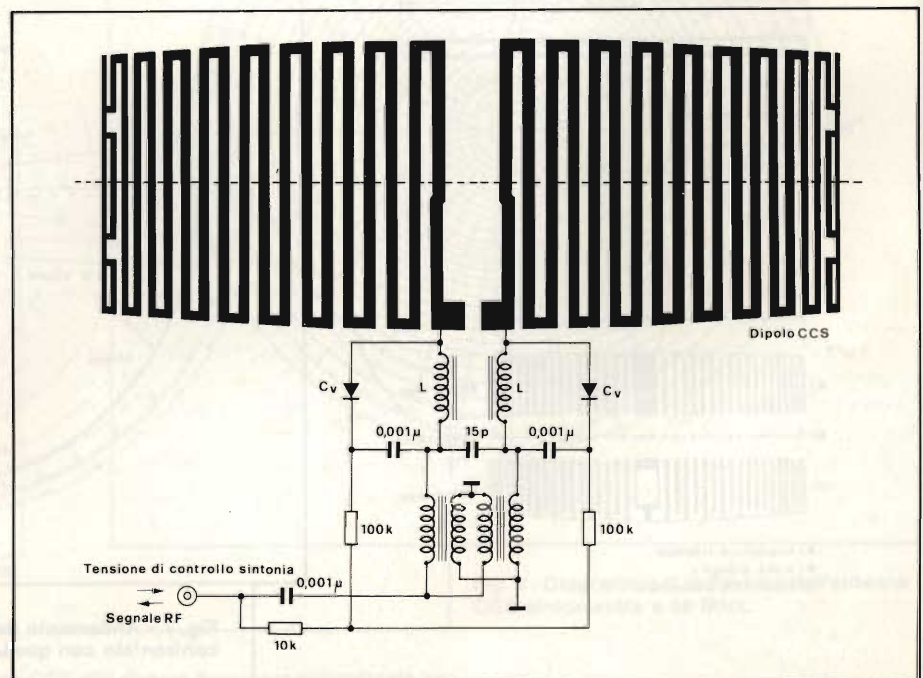



Fig. 4 - Il circuito completo dell'antenna sintonizzabile completo di tutti i componenti. Il dipolo ripiegato a zig-zag viene ulteriormente ripiegato su se stesso in corrispondenza della linea tratteggiata.

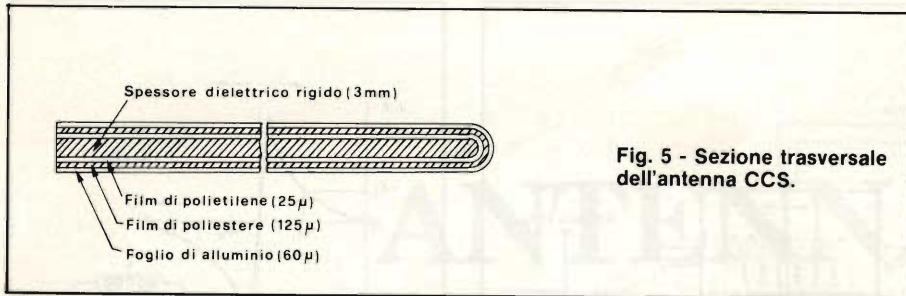



Fig. 5 - Sezione trasversale dell'antenna CCS.

a frequenze che cadono nella banda del segnale utile e perciò non più discriminabili dallo stesso.

Il circuito di sintonia

In *figura 3-A* è schematizzato il circuito completo dell'antenna.

In corrispondenza ad ogni terminale del dipolo a zig-zag è posto un circuito risonante parallelo a costanti concentrate formato dall'induttanza L e dalla capacità variabile C_V realizzata con un diodo varicap.

La reattanza complessiva di questo circuito presenta l'andamento di *figura 3-B.*

La reattanza risultante dei due circuiti risonanti in corrispondenza al tratto induttivo a pulsazione ω_L vale

$$X_{CL} = 2X_L = \frac{2\,\omega_L \cdot L}{1 - [\,\omega_L / \omega_O\,]^2}$$

e presenta un andamento tanto più rapido con la frequenza quanto più ω_L è vicina a ω_O.

La combinazione della X_{CL} con la capacità C_M permette di ottenere l'adattamento in una ristretta banda nell'intorno di ω_L.

Poichè il valore di X_{CL} può essere variato cambiando la tensione di polarizzazione dei diodi varicap, si ottiene in definitiva che la banda passante può essere traslata a piacere come in *figura 3-C.*

In particolare per ottenere basse perdite circuitali, oltre che ad impiegare induttori e varicap con Q elevati, occorre tenere elevato il rapporto L/C.

La descrizione circuitale più dettagliata dell'antenna è riportata in *figura 4.* La banda di impiego è 88 ÷ 108 MHz.

Vengono impiegati i diodi varicap tipo MA322 pilotati da un tensione di 3 V a 88 MHz e di 11 V a 108 MHz. In tal modo si ottiene una variazione di capacità da 30 a 11 pF. Il Q dei diodi varicap è compreso fra 250 e 400 nell'intervallo di variare della capacità.

Ciascuna induttanza L vale 0,11 μH e il suo Q è maggiore di 300 a 98 MHz.

Struttura e caratteristiche del dipolo

La struttura del dipolo di figura 4 è costituita da una linea di trasmissione del tipo strip-line configurata a zig-zag e ripiegata su facce contrapposte in corrispondenza alla linea tratteggiata.

I versi delle correnti su facce opposte del dipolo così ripiegato sono tali da produrre un effetto radiante combinato maggiore con una resistenza di radiazione maggiore.

La sezione trasversale dell'antenna di *figura 5* mostra come lo strip conduttore sia realizzato da un sottile foglio di alluminio appoggiato per mezzo di due spessori, di poliestere e polietilene rispettivamente, ad un supporto rigido di plastica di spessore 3 mm. Lo spessore complessivo dei diversi strati è di 3,3 mm.

Il processo costruttivo prevede l'im-

Fig. 7 - Andamento dell'impedenza dell'antenna sulla carta di Smith confrontato con quello di un'antenna del tipo "flat-plat dipole".

Fig. 6 - Dimensioni complessive dell'antenna CCS a confronto con quelle di un dipolo a mezza lunghezza d'onda tradizionale.

piego di un foglio di poliestere flessibile con una faccia metallizzata. La metallizzazione viene incisa secondo la geometria a zig-zag con il tradizionale processo d'incisione delle piastre stampate.

Infine il foglio flessibile recante la geometria di figura 4 viene avvolto attorno al supporto di plastica che conferisce alla struttura l'adeguata rigidità pur conservando le buone caratteristiche dielettriche necessarie per ridurre le perdite di radiazione.

In *figura 6* sono riportate le dimenzioni complessive del dipolo CCS confrontate con quelle di un dipolo ripiegato normale.

Nella *figura 7* è riportato l'andamento dell'impedenza del dipolo CCS sulla carta di Smith nella banda 88 ÷ 108 MHz confrontato con l'andamento dell'impedenza di un dipolo a conduttore piatto avente lo stesso profilo del CCS.

Come si vede la parte reattiva è molto dispersa con la frequenza, mentre la resistenza è pressochè costante, perciò il dipolo CCS è molto adatto ad ottenere prestazioni a banda stretta per aumentare la selettività di ricezione.

Le caratteristiche principali del dipolo CCS si possono così riassumere.

— Resistenza di radiazione sufficientemente elevata pur con le ridotte dimensioni dell'antenna.
— La resistenza di perdita è molto piccola poichè lo strip conduttore è sufficientemente largo.
— Caratteristiche di selettività esaltate dalla forte variazione con la frequenza della reattanza presentata

Fig. 8 - A) Andamento del guadagno dell'antenna CCS alle diverse frequenze sintonizzate, per confronto con quello di un dipolo a λ/2 e di un dipolo tipo flat-plate. B) Andamento del ROS presentato dall'antenna. C) Curva di selettività dell'antenna sintonizzata a 98 MHz. D) Andamento della tensione di sintonia con la frequenza.

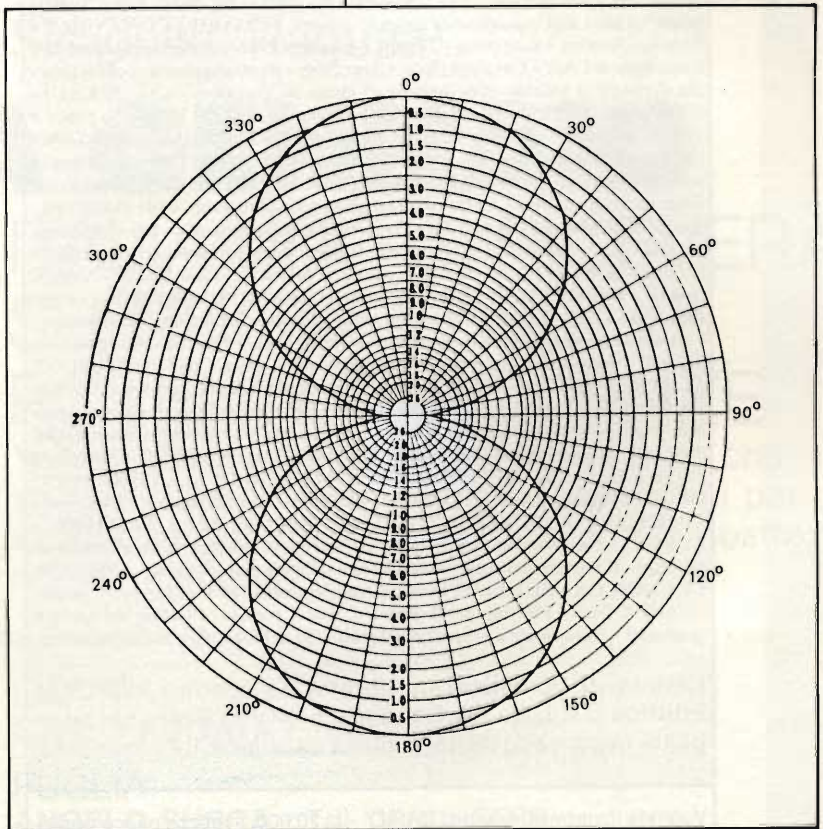
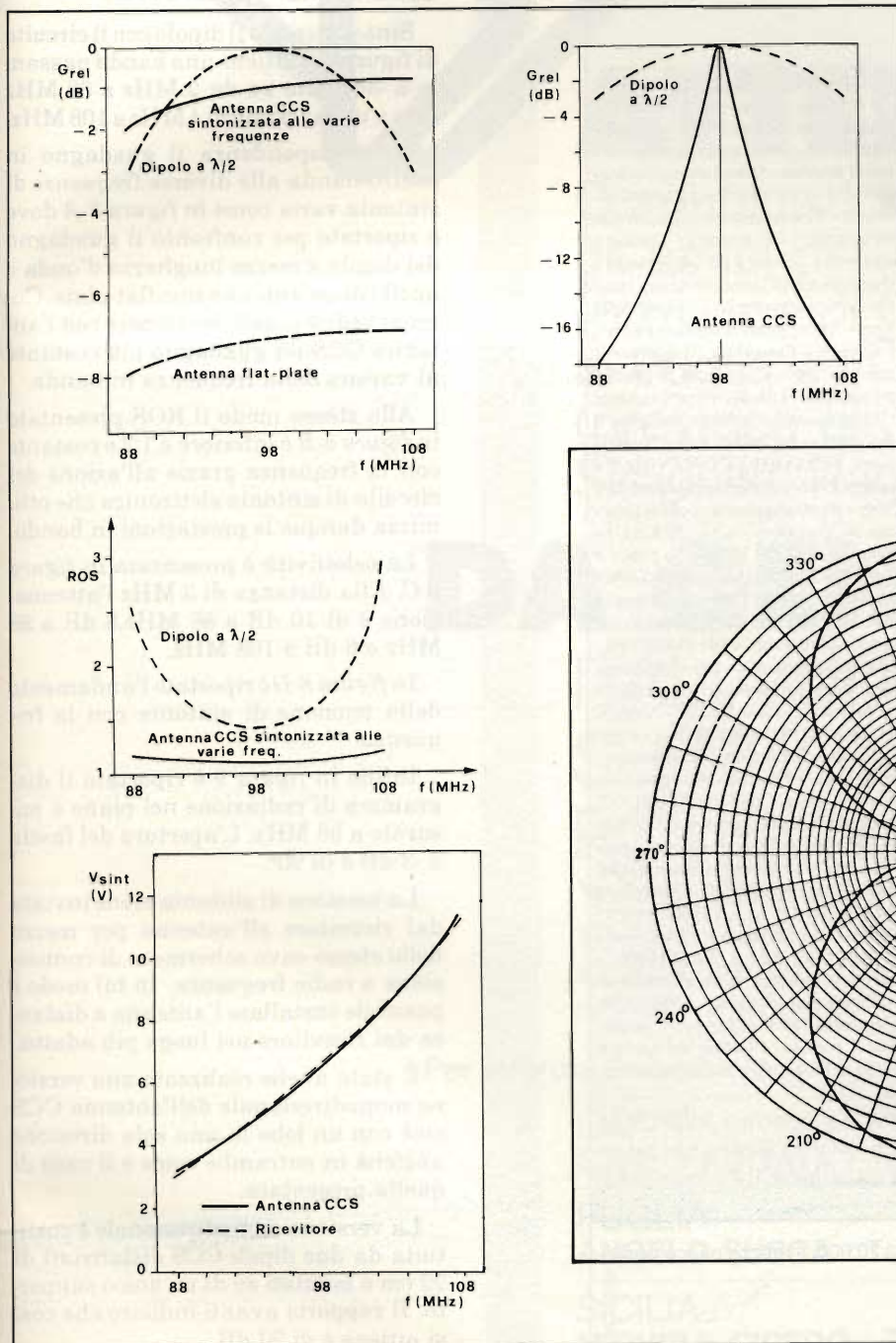



Fig. 9 - Diagramma di radiazione dell'antenna CCS sintonizzata a 98 MHz.

dall'antenna.
— Facilità di costruzione con il processo dei circuiti stampati.
— Dimensioni ridotte: L 428x W 80 x T 3,3 mm.
— Peso ridotto: 158 gr.

Prestazioni complessive dell'antenna

Sintonizzando il dipolo con il circuito di figura 4 si ottiene una banda passante a -3dB che va da 2 MHz a 88 MHz fino a un massimo di 4 MHz a 108 MHz.

In corrispondenza il guadagno in centro banda alle diverse frequenze di sintonia varia come in *figura 8-A* dove è riportato per confronto il guadagno del dipolo a mezza lunghezza d'onda e quello di un'antenna tipo flat-plate. Come si vede è possibile ottenere con l'antenna CCS un guadagno più costante al variare della frequenza in banda.

Allo stesso modo il ROS presentato in *figura 8-B* è inferiore a 1,2 e costante con la frequenza grazie all'azione del circuito di sintonia elettronica che ottimizza dunque le prestazioni in banda.

La selettività è presentata in *figura 8-C.* Alla distanza di 3 MHz l'attenuazione è di 10 dB a 88 MHz,8 dB a 98 MHz e 6 dB a 108 MHz.

In *figura 8-D* è riportato l'andamento della tensione di sintonia con la frequenza.

Infine in *figura 9* è riportato il diagramma di radiazione nel piano e.misurato a 98 MHz. L'apertura del fascio a -3 dB è di 90°.

La tensione di sintonia viene inviata dal ricevitore all'antenna per mezzo dello stesso cavo schermato di connessione a radio frequenza. In tal modo è possibile installare l'antenna a distanza dal ricevitore nel luogo più adatto.

È stata anche realizzata una versione monodirezionale dell'antenna CCS cioè con un lobo in una sola direzione anzichè in entrambe come è il caso di quella presentata.

La versione monodirezionale è costituita da due dipoli CCS distanziati di 22 cm e montati su di un unico supporto. Il rapporto avanti-indietro che così si ottiene è di 20 dB.

Bibliografia

IEEE Transaction on Consumer Electronics - Aug. 1980

MODERNE ANTENNE TRASMITTENTI UHF

Josef Gschwendtner

L'attuale tendenza all'impiego generalizzato della banda UHF/TV pone gravose condizioni alle relative antenne trasmittenti. In particolare, nelle immediate vicinanze dell'antenna trasmittente, possono sorgere problemi analoghi a quelli osservati a Monaco di Baviera in prossimità della torre olimpica: problemi che hanno imposto la sostituzione dell'antenna medesima. Questo articolo vuole illustrare come sono stati eliminati alcuni dei principali inconvenienti.

La vecchia antenna della Torre olimpica di Monaco ha dovuto essere sostituita da un nuovo sistema dopo un periodo di esercizio eccezionalmente breve: una decina d'anni soltanto. Le variazioni di fase dei singoli elementi radianti di tipo convenzionale, dovute agli sbalzi termici ed a fattori costruttivi, hanno condotto a variazioni della distribuzione topografica dei valori minimi e massimi del campo elettromagnetico in prossimità dell'antenna, a seconda del tempo atmosferico e dell'ora. I conseguenti disturbi di ricezione hanno infine reso indilazionabile la sostituzione dell'antenna.

L'immagine che oggi si presenta al visitatore della Torre olimpica non è molto cambiata: la torre termina con un tubo cilindrico, dipinto di bianco e di rosso. La costruzione meccanica di quest'antenna è però molto diversa da quella dell'antenna precedente: una volta un palo d'acciaio centrale serviva a sostenere gli elementi dell'antenna ed un rivestimento esterno in vetroresina. Nel nuovo sistema, il cilindro in vetroresina ha una duplice funzione: protegge l'antenna dagli agenti atmosferici esterni e svolge contemporaneamente una funzione portante. Tale concetto, impiegato per la prima volta dalla Siemens, offre completa libertà nella scelta del sistema irradiante: nessuna armatura metallica assiale mette delle briglie alla fantasia degli ingegneri antennisti.

La costruzione ed i metodi produttivi

Fig. 1. Cilindro in vetroresina munito di spirale Scruton (foto Kathrein)

del cilindro esterno hanno subito un notevole progresso rispetto alle condizioni iniziali: ancora pochi anni addietro era consuetudine costruire i cilindri a mano, relativamente corti, armati con stuoia (mat) di vetro e collegati tra loro mediante flange orizzontali in acciaio. Le Officine Kathrein hanno avviato, in collaborazione con la Deutsche Gerätebau, la produzione di una nuova generazione di cilindri per antenna. Impiegando un sistema già noto nella costruzione di serbatoi, il tubo è costruito industrialmente su un mandrino rotante in acciaio, in elementi lunghi 10 metri. Due di questi elementi sono uniti tra loro in officina, mediante manicotti in vetroresina laminati sulla giunzione, per formare tubi lunghi 20 metri, omogenei dal punto di vista meccanico ed elettrico. L'eliminazione delle flange intermedie in acciaio, che potrebbero influenzare i lobi di irradiazione verticale e costituire punti di debolezza anche dal punto di vista statico è il principale vantaggio del nuovo metodo costruttivo.

Questo sistema di fabbricazione si è nel frattempo affermato ed è stato adottato, talvolta con qualche modifica, da tutti i costruttori tedeschi di antenne di tale tipo.

Effetto Karman: oscillazioni pericolose

Un particolare che si può già rilevare dall'osservazione esterna del cilindro è la presenza su di esso di un rivestimento formato da piastrine in vetroresina a forma di spirale (*figura 1*). Questa forma è stata adottata per motivi aerodinamici. In certe condizioni, a causa della formazione ritmica di vortici nell'aria della zona sottovento, le strutture cilindriche tendono a flettersi generando fenomeni di sollecitazione oscillatoria anche in caso di bassa velocità del vento: queste vibrazioni avvengono in direzione perpendicolare a quella del vento. Il fenomeno è detto "effetto Karman" ed ha provocato in passato, in alcune costruzioni, il collasso per fatica del materiale. Le spirali Scruton (dal nome del loro inventore, un Inglese) montate sulla superficie del cilindro, diminuiscono la probabilità della formazione dei vortici e quindi dell'insorgenza di oscillazioni trasversali.

La spirale Scruton ha comunque un effetto collaterale sgradito: la sollecitazione dovuta alla pressione del vento raddoppia quasi il suo valore nelle zone della spirale. Nel caso di cilindri alti più di 20 metri ciò richiede spessori di parete eccessivi, che esercitano un'influenza negativa sulle proprietà dell'antenna; inoltre, a causa delle sollecitazioni, potrebbero venir superati i limiti di sicurezza dell'edificio sottostante.

In casi del genere è opportuno inserire in cima al cilindro un sistema meccanico di compensazione delle oscillazioni, consistente in una massa pendolare a sospensione cardanica collegata al coperchio del cilindro. Questa massa è inoltre collegata a tre punti della parete del cilindro tramite molle ed ammortizzatori. Se il cilindro è eccitato ad oscillare, la massa del pendolo, a causa della sua inerzia, entra in movimento rispetto al cilindro, mentre gli ammortizzatori garantiranno un'efficace frenatura: anche le oscillazioni del cilindro risulteranno perciò fortemente smorzate. Gli ammortizzatori convertiranno in calore l'energia oscillatoria ceduta al cilindro dai vortici di Karman, per cui non potranno verificarsi ampiezze di oscillazione pericolose.

La grandezza della massa pendolare varia tra il 2 ed il 5 % della massa del cilindro, a seconda delle caratteristiche dell'edificio che sostiene l'antenna.

Un esame più approfondito dell'argomento dimostra che, in genere, solo la frequenza fondamentale del cilindro potrà produrre effetti potenzialmente pericolosi, e perciò soltanto questa dovrà essere soggetta a smorzamento: la frequenza del pendolo dovrà perciò essere sintonizzata sulla frequenza propria del cilindro che, a causa dell'elevata rigidità, è di circa 2 Hz. Un pendolo a gravità di analoga frequenza sarebbe lungo meno di 10 cm, un valore troppo basso per tradurlo in una costruzione pratica. Si sceglie perciò per il pendolo una lunghezza accettabile (circa 70 cm) dal punto di vista costruttivo e si compensa l'effetto della forza di gravità mediante un opportuno sistema di molle (*figura 2*), in modo da ottenere alla fine una frequenza corrispondente a quella di un pendolo più corto.

Fig. 2. Principio costruttivo di uno smorzatore di oscillazioni meccanico.

Un esempio di ammortizzatore di oscillazioni in versione pratica, impiegato per la prima volta per i cilindri d'antenna dalla Kathrein, è mostrato in *figura 3*. E' stato ottenuto un aumento del decremento logaritmico superiore ad un fattore 5 rispetto ad un cilindro non ammortizzato. Un'oscillazione eccitata artificialmente subisce così uno smorzamento aperiodico.

Il principio costruttivo dell'antenna: super-turnstile

Per poter "alimentare" in maniera uniforme le antenne di tutti gli abbonati TV di una data zona, i trasmettitori devono avere una distribuzione dell'irradiazione il più possibile circolare sul piano orizzontale. La distribuzione circolare dell'irradiazione è stata ottenuta finora quasi sempre artificialmente mediante sovrapposizione dei diagrammi direzionali di irradiazione. Le antenne della nuova generazione hanno invece un'irradiazione circolare "innata". Il principio è semplice e noto da tempo: due dipoli ortogonali alimentati

Fig. 3. Smorzatore meccanico di oscillazioni nell'esecuzione pratica (foto Kathrein)

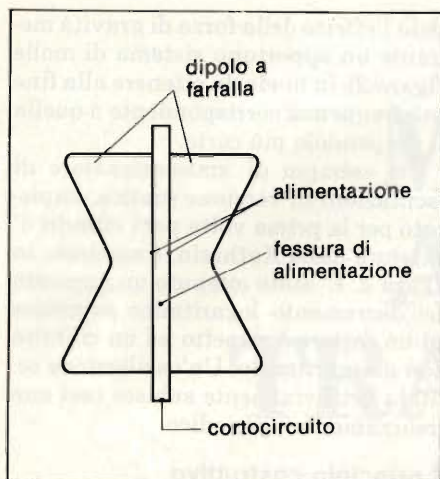



Fig. 4. Dipolo a lastre con fessura di alimentazione.

Fig. 6. Veduta interna del cilindro con antenna montata e scaletta.

ad una differenza di fase di 90° hanno un diagramma di irradiazione circolare pressochè ideale.

Un ulteriore sviluppo di queste antenne a dipoli incrociati, ha portato alle cosiddette antenne a farfalla od a campo circolare (super-turnstile), che hanno inoltre una notevole larghezza di banda. I dipoli sono a forma di piastra e sono alimentati tramite fessure. In *figura 4* si può vedere il principio costruttivo di un dipolo con fessura di alimentazione. La forma speciale della piastra permette a tutti i punti della superficie del dipolo di essere caricati da correnti pressochè identiche. Perpendicolare al primo dipolo, ce n'è un secondo, identico, alimentato da una corrente sfasata di 90°, in modo da ottenere il campo circolare desiderato.

Fig. 5. Elemento Super-turnstile con accoppiatore a 3 dB (Foto dell'Autore)

Costruzione meccanica semplice e robusta

Nella versione pratica dell'antenna, i margini della fessura hanno un profilo cavo nel quale corrono i conduttori di alimentazione ed i circuiti coassiali di compensazione. Due coppie di dipoli disposte una sopra l'altra costituiscono un modulo costruttivo dell'antenna; ad una delle estremità è integrato un accoppiatore a 3 dB (*figura 5*). Questo ha il compito di ripartire la potenza in arrivo, indipendentemente dalla frequenza e praticamente in rapporto 1:1, tra i dipoli a piastra perpendicolari tra loro, e di fornire inoltre alle sue uscite la differenza di fase di 90° necessaria ad ottenere il diagramma di irradiazione circolare.

I dipoli e le cavità sono in acciaio zincato a caldo e collegati tra loro mediante saldatura. La costruzione è molto semplificata, robusta ed insensibile alle vibrazioni ed alle variazioni di temperatura.

L'antenna montata sulla torre olimpica di Monaco è composta da 16 di questi moduli, alti ognuno circa 1,1 m. Secondo le nuove direttive adottate dalle Poste Federali, un sistema irradiante completo è composto da 8 moduli, per cui l'antenna della torre olimpica è composta da due antenne indipendenti, sintonizzate rispettivamente per i canali 35 e 56. All'occorrenza si potrà avere l'irradiazione simultanea di entrambi i canali con una sola delle due antenne parziali, senza che si abbiano apprezzabili variazioni delle proprietà radianti.

In *figura 6* si vede l'interno del cilindro con l'antenna montata. Per non alterare il diagramma di irradiazione e per non variare l'adattamento a causa dell'asimmetria della parete del cilindro, i moduli costruttivi sono sistemati lungo l'asse. Solidi traversini di supporto in vetroresina sostengono l'antenna ed una scaletta di legno.

Il cavo di alimentazione è sistemato nel campo di irradiazione

Agli accoppiatori a 3 dB viene applicata energia a RF mediante cavi del diametro di circa 40 mm, che partono da due ripartitori ottupli al piede del cilindro, salgono verticalmente lungo la parete ed entrano in ciascuno dei 16 moduli: qui avviene il collegamento con i due cavi principali di alimentazione, lunghi 300 metri cadauno.

Il fatto che l'alimentazione dei singoli moduli avvenga tramite cavo potrebbe suscitare meraviglia, anche perchè il cavo si trova parzialmente immerso, senza protezione, nel campo di irradiazione dell'antenna, ossia lungo la parete del cilindro. L'influenza sul campo irradiato è però molto ridotta perchè i cavi corrono quasi sempre lungo la verticale, e la polarizzazione delle onde irradiate è invece orizzontale. Il campo irradiato è influenzato in maniera praticamente trascurabile dalla presenza di elementi metallici verticali con dimensioni orizzontali molto ridotte. Questo comportamento ha permesso di costruire un'antenna super-turnstile nella semplicissima forma descritta, rendendo superflua la formazione di un diagramma circolare mediante combinazione di diagrammi direzionali elementari. Sarebbe anche possibile far passare i cavi di alimentazione della nuova antenna in un tubo assiale, dove non causerebbero influenze sul-

l'irradiazione, ma ciò creerebbe notevoli problemi per quanto riguarda l'accessibilità. Un semplice confronto dimostrerà i vantaggi del nuovo sistema rispetto a quello sinora usato: l'antenna dello stadio olimpico è composta da 32 dipoli alimentati, mentre con la composizione tradizionale di antenne direttive, i dipoli sarebbero stati 128.

Fig. 7. Diagramma di irradiazione orizzontale rilevato dall'elicottero

Guadagno d' antenna: la portata aumenta con l'altezza

Il guadagno di qualsiasi antenna ad irradiazione circolare dipende principalmente dalla sua altezza rispetto al suolo. Per determinare la portata occorre anche tener conto delle perdite nel circuito di distribuzione e nella parete del cilindro ed inoltre della quota di potenza riservata all'eliminazione delle zone di irradiazione nulla nel diagramma verticale.

Nel caso dell'antenna montata sulla torre olimpica, l'attenuazione del cavo di alimentazione è di circa 0,5 dB alla frequenza centrale. Le perdite nei resistori di assorbimento degli accoppiatori a 3 dB sono invece trascurabili (minori di 0,1 dB) e sono causate principalmente da riflessioni dovute al disadattamento d'impedenza tra i dipoli. L'attenuazione dovuta all'assorbimento da parte dell'involucro cilindrico è ancora inferiore, dell'ordine di grandezza di 0.05 dB.

Un'importanza maggiore hanno le perdite dovute alla forma particolare del diagramma di irradiazione verticale, soprattutto a causa della necessità di portare a tutte le antenne riceventi un campo il più possibile uniforme: tipici sono in questo caso valori variabili da circa 0,3 ad 1 dB, che però non si devono considerare vere e proprie perdite, perchè hanno lo scopo di migliorare la ricezione degli abbonati residenti nelle vicinanze dell'antenna. I valori citati non dipendono dal tipo di antenna, ma solo dalla forma del diagramma di irradiazione verticale.

Il guadagno misurato dell'antenna di Monaco è di 11,4 dB per uno dei cana-

li e di 11,6 dB per l'altro, e questi valori corrispondono ai calcoli teorici (integrazione del diagramma di irradiazione tridimensionale).

Diagramma orizzontale: circolare

Secondo le consuetudini locali degli organi postali e degli enti di radiodiffusione, la misura dei diagrammi di irradiazione della nuova antenna è stata effettuata anche dall'elicottero: questo sistema permette un controllo rapido e preciso.

La *figura 7* mostra il risultato per i due canali di emissione. I valori, molto buoni, sono anche dovuti alla posizione ruotata di 90° di ciascun modulo rispetto a quello contiguo, per cui sono compensate anche le piccole dissimmetrie del diagramma orizzontale di irradiazione dei singoli moduli, dovute all'alimentazione dei dipoli.

Diagramma verticale: compensazione delle zone d'ombra

Come già chiarito in precedenza, un'antenna che si trovi al centro di una grande città richiede una particolare attenzione per ciò che riguarda l'omogeneità del diagramma di irradiazione verticale. L'elevata altezza dell'antenna produce una forte concentrazione di energia in senso verticale, con conseguente aumento della portata. Poichè i lobi di irradiazione hanno la forma di dischi sovrapposti avremo una serie di zone d'ombra.

La semiapertura del lobo principale dell'antenna della torre olimpica è di 3° ed il settore interessato dalle zone d'ombra inizia circa 3,5° sotto l'orizzonte, cioè ad una distanza di 4,5 km dalla torre. I sistemi di compensazione delle zone d'ombra sono noti già da molto tempo. Di solito interessa effettuare la compensazione soltanto in una zona che arrivi fino a circa 15° sotto l'orizzonte. A Monaco, la zona edificata si estende però fino alle immediate vicinanze della torre, per cui l'amministrazione postale ha imposto la compensazione delle zone di segnale nullo fino ad un angolo di 45°.

Un elaborato sistema di alimentazione di tutte le unità radianti secondo diversi angoli di fase e con diverse potenze, consente il riempimento di tutte le zone d'ombra ad eccezione di quelle causate dalla direttività verticale di un singolo modulo radiante che interessa ancora la zona servita dall'antenna pur avendo un angolo di elevazione di 30°. La costruzione di unità radianti di altezze diverse ha permesso però di risolvere anche questo problema, ottenendo come risultato un angolo di elevazione dei punti di zero diverso da elemento a elemento. Ogni unità radiante riempirà quindi i vuoti di quelle adiacenti (*figura 8*).

Immediatamente dopo il montaggio e la messa a punto, le Poste Federali hanno proceduto ad una serie di misure in prossimità dell'antenna, effettuate con autoveicoli attrezzati, in aggiunta a quelle eseguite con l'elicottero. Dopo una piccola correzione (uno dei 16 cavi di connessione lunghi ciascuno 20 metri è stato accorciato di circa 2 cm), la nuova antenna ha garantito senza inconvenienti la totale copertura di tutte le zone critiche degli immediati dintorni. ■

Bibliografia:

(1) C. Scruton: Note on a device for the suppression of the vortex-excited oscillations of flexible structures of circular or near circular section, with special reference to its application to tall stacks (Nota su un dispositivo per la soppressione delle oscillazioni eccitate da vortici sulle strutture flessibili di sezione circolare o quasi-circolare, con particolare riferimento alle ciminiere). National Physical Laboratory, Aerodynamic Division Note 1012, Aprile 1963.
(2) H. Jasik: Antenna engineering handbook (Manuale di antennistica).
(3) R. F. Holtz; R.C.A. Victor: Super Turnstile Antenna. Communications, Aprile 1946.
(4) H. Meinke; F.W. Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik (Manuale di tecnica delle alte frequenze).
(5) M. W. Scheldorf. Antenna gain by graphical means (Calcolo del guadagno delle antenne con metodi grafici). Electronics, Marzo 1952.
(6) P. Henss; G. Mahlow: Messungen der Strahlungsdiagramme von Fernseh-Sendeantennen der Deutschen Bundespost mit einem Hubschrauber un der Decca-Navigation als Hilfsmittel (Misure dei diagrammi di irradiazione delle antenne trasmittenti televisive mediante elicottero e sistema Decca-Navigation). NTZ, Fasc. 1, 1969.

Fig. 8. Compensazione delle zone d'ombra mediante elementi radianti di altezza H diversa.

L'ing. dipl. Josef Schwendtner ha studiato tecnica della alte frequenze al Politecnico di Monaco. Dirige il gruppo di produzione di antenne professionali per radiodiffusione della Kathrein-Werke KG a Rosenheim.

CARTELLO GIAPPONESE PER I VTR

Il Miti (ministero del commercio internazionale e dell'industria) disciplinerà l'esportazione di videoregistratori dal Paese attraverso la costituzione di un cartello di produttori. In questo modo il Miti conta di assecondare le richieste di controllo proveniente da Europa e Stati Uniti e dagli organismi incaricati istituzionalmente di vigilare sugli interscambi internazionali. Il cartello è stato studiato in funzione dell'area comunitaria. In base a tale strumento i fornitori dovranno attenersi a certe norme di comportamento, e ciò sia nel caso di prodotti VHS che Beta, i due formati di videoregistratori dell'industria giapponese.

Novità nelle misure di frequenza.

I contatori compatti a microcomputer Philips tipi **PM 6673 fino a 120 MHz, PM 6674 a 550 MHz, PM 6675 A 600 MHz senza prescala e PM 6676 a 1500 MHz offrono nuove potenti prestazioni.**
Con il metodo di **conteggio reciproco** si può ottenere la massima precisione, essendo eliminato il tradizionale errore di ± 1 ciclo, ed una risoluzione di molti decimali in brevi tempi di misura, per le basse frequenze. Oltre i 10 MHz il passaggio al metodo di misura convenzionale avviene automaticamente, per consentire elevata precisione in alta frequenza.
L'avanzata tecnologia degli stadi d'ingresso garantisce un triggering impeccabile ed altamente immune da disturbi. Potete scegliere tra **cinque clock** a cristallo e, anche per il più stabile (5x10^{-10}/24ore), l'alimentazione può venire fornita dalla batteria interna. Tra le opzioni l'interfaccia per BUS IEEE 488/IEC 625 estende i vantaggi della **programmabilità** alle applicazioni in sistemi di controllo di qualità e produzione.
L'elevata sensibilità di 10 mV e oltre, le complete prestazioni, tra cui le misure di **burst** singoli e multipli mediati, vengono ampiamente illustrate nell'opuscolo illustrativo in italiano, che potrete richiedere alla piú vicina Filiale Philips.

Philips S.p.A.
Divisione S & I
Strumentazione & Progetti Industriali
Viale Elvezia, 2 - MONZA
Tel. (039) 36.35.1

Filiali: **BOLOGNA** (051) 493.046
CAGLIARI (070) 666.740
PADOVA (049) 632.766
PALERMO (091) 527.477
ROMA (06) 382.041
TORINO (011) 21.64.121

PHILIPS

DMM portatile con misure a vero valore efficace

Il multimetro digitale a valore efficace 132 della Keithley offre in un unico strumento la combinazione di un DMM a 6 funzioni (24 gamme), precisione DCV dello 0,25%, con un termometro digitale.

DMM a TRMS con rivelazione delle temperature.

L'apparecchio consente misure di alternata (corrente e tensione) a vero valore efficace e, grazie alla dotazione di un connettore TC miniatura, permette di effettuare misure di temperature con l'uso termocoppia tipo K (a basso costo e di comune impiego) e con linearizzazione del campo di misura da — 20 a + 1370 °C (risoluzione di 1 °C).

ELETTRONUCLEONICA
P.za De Angeli, 7
Milano

Amplificatore di luce

La Sungril ha realizzato un dispositivo che dà una lampadina da 60 W lo stesso fulgore di una da 100 W.

Il convegno consiste essenzialmente in un semicono in alluminio rivestito con una vernice argentata altamente riflettente e resistente al calore, capace di riflettere la luce come un specchio.

Per installarlo basta svitare la lampadina, infilarvi sopra il semicono e riavvitare il tutto al portalampada.

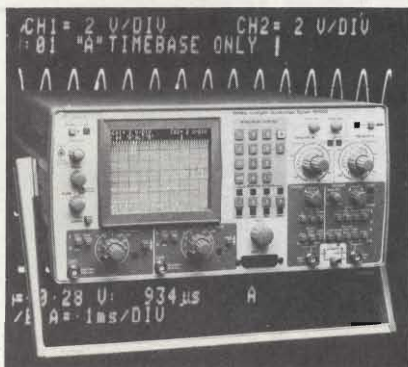
Con il Lite Booster è possibile arrivare ad un risparmio di energia del 40%.

HONG KONG TRADE DEVELOP. COUNCIL
Plazzetta Pattari, 2
Milano

Oscilloscopio intelligente da 100 MHz

Senza richiedere controller esterni, con capacità di memorizzazione fino a 100 MHz, impostazioni a menu e visualizzazione alfanumerica delle letture dei parametri misurati (tempi di salita, Δt, Δv, offset tensioni, periodi, ecc.) con possibilità di posizionamento a scelta sulle tracce di 4 cursori (ad intensificazione a linea e a punto), l'OS 5100 della Gould a microprocessore costituisce un valido supporto in produzione, nell'R & D e nell'ambito del service/maintenance.

L'apparecchio dispone in ambedue i canali di memorie di 1 Kbyte e digitalizza forme d'onda, per il relativo computo-/comparazione, segnali in tempo reale e segnali immagazzinati, tramite campionamento sequenziale fino a 100 MHz e con campionamento continuo alle basse frequenze.

Oltre ad estesa capacità di trigger, comprendente un eventuale ritardo temporale con controllo a quarzo o a conteggio di eventi e possibilità di sincronizzazione su una specifica parola logica tramite un pod opzionale, all'uscita analogica per hard-copy, l'OS 5100 è altresì dotabile di scheda opzionale di interfaccia (IEEE-488) che lo rende in grado di operare sia come talker che come listener.

Oscilloscopio controllato da microprocessore da 100 MHz.

ELETTRONUCLEONICA
P.za De Angeli, 7
Milano

Oscilloscopio a memoria digitale con 10 MHz di banda

Il modello SS 5802 della Iwatsu Electric raggruppa in un unico strumento le funzioni comunemente offerte da due strumenti separati: un registratore di transienti e un oscilloscopio.

Lo strumento può lavorare sia in tempo reale (fino a 10 MHz) che in memoria (8 bit x 4096 parole) consentendo il confronto fra i due segnali. Viene fornito con l'interfaccia standard GP-IB.

Sono pure disponibili le uscite analogiche X/Y.

La sezione "oscilloscopio" è costituita di 3 canali d'ingresso con sensibilità di 1 mV/div e raggruppa tutte le funzioni standard degli oscilloscopi professionali.

La sezione "memoria", costituita da 2 canali di ingresso con sensibilità di 5 mV/div, comprende un convertitore A/D ad approssimazione successiva con 8 bit di risoluzione e una velocità di conversione di 1 µs/parola.

La capacità di memoria è di 4096 parole per un canale e di 2048 parole per due canali. È possibile ritardare la partenza del trigger di 0,2.5,7.5 divisioni.

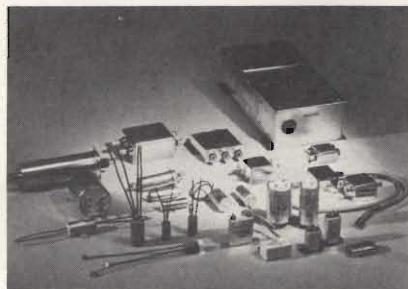
Il CRT rettangolare di 6" e la tensione di post accelerazione di 10 KV conferiscono nitidezza all'immagine visualizzata.

RADIEL
Residenza degli Archi, 22
Segrate (MI)

Filtri antidisturbo

La gamma dei prodotti della ICAR per la prevenzione e l'eliminazione dei radiodisturbi provocati da apparecchi elettrodomestici, utensili portatili ed analoghi apparecchi copre praticamente tutti i settori.

Essa comprende la serie di filtri FILTREX per impiego su apparecchi elettrodomestici e utensili portatili; la serie AR40 - AR100 - AR102 - FL100 per impiego su macchine elettrocontabili, piccoli e medi sistemi di elaborazione dei dati, telescriventi; la serie FL300 - FL310 per impieghi professionali, industriali e militari.

ICAR
Via F. Casati, 44
Milano

Filtri per l'eliminazione dei radiodisturbi.

Sistema di sintonia a μP per TV

Derivato dal sistema DIGIVISION, questo concetto a 3 chip introdotto dalla ITT Semiconductors consente di effettuare la digitalizzazione nei ricevitori TV a colori.

Il sistema comprende i seguenti MOS IC: unità di controllo del sintonizzatore MAA4000, D/A e Bus convertitore MEA2050, memoria di programma a 1064 bit MDA2061.

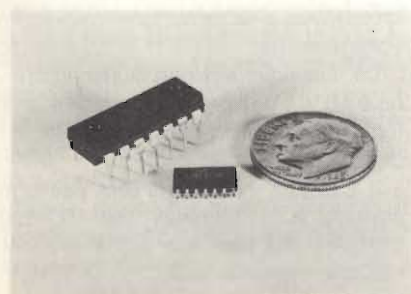
L'MAA4000 è un microcomputer a 8 bit one-chip fabbricato in tecnologia N-MOS con unità di decodifica per telecontrolli, un sintetizzatore di frequenza PLL per le bande VHF e UHF, e I/O per collegamento di un display a LED e un pannello di controllo a 32 tasti.

L'MEA2050 è un convertitore D/A che converte i dati digitali per il volume, la luminosità, il contrasto e il colore in segnali analogici per la regolazione. Queste regolazioni possono essere modificate con il telecomando a raggi infrarossi o direttamente sul pannello di comando. Inoltre l'MEA2050 contiene un bus converter che consente il collegamento al televisore di funzioni addizionali quali il teletext o il videoregistratore.

L'MDA2061 è una EEPROM in tecnologia N-channel floating-gate con una capacità di 128 byte. Viene usata per memorizzare i dati relativi al canale e alla sintonizzazione anche quando si toglie l'alimentazione.

ITT STANDARD
Via XXV Aprile
San Donato M. (MI)

Sistema per riduzione del rumore

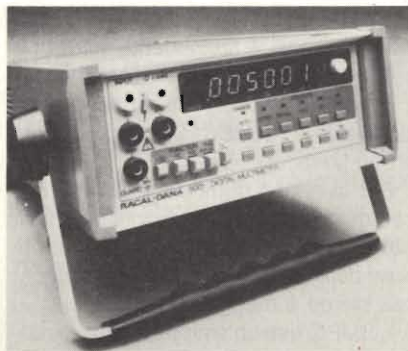
La National Semiconductor ha presentato un circuito integrato per la riduzione del rumore, che utilizza il principio del riduttore DNR, a bassa tensione di alimentazione, adatto ad applicazioni con batteria. In tal modo il DNR può essere utilizzato anche in apparecchi portatili quali radio, riproduttori di cassette, telecamere, televisori. Il circuito, denominato LM832, è in grado di funzionare con tensioni di alimentazione da 1,5 a 9 V.

Il sistema non richiede alcuna codifica e consente una efficace riduzione del rumore per tutti i segnali provenienti da nastri magnetici o radio FM. Il DNR può essere utilizzato in modo multiplo.

Inoltre per l'LM 832 sono richiesti solo pochi componenti esterni.

C. I. per la riduzione del rumore.

NATIONAL SEMICONDUCTOR
Via Solferino, 19
Milano

Multimetro digitale da banco

Il modello 5001 della Racal-Dana è un DMM a 5 1/2 digit che offre praticamente tutte le possibilità richieste ad un multimetro da banco per impieghi generali.

DMM da banco con estese capacità di misura.

Esso possiede 5 range per le tensioni continue, 4 per le tensioni alternate, 6 per le resistenze, 4 per le correnti continue e 4 per le correnti alternate.

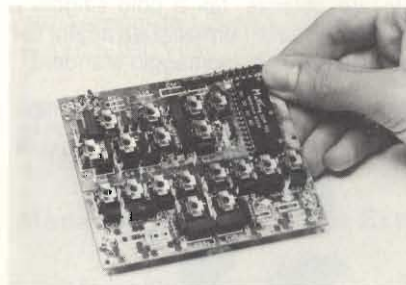
Nelle misure in alternata il 5001 fornisce il vero valore efficace anche con forme d'onda distorte e il campo di frequenza da 45 Hz a 20 kHz consente di coprire tutta la banda audio.

Per quel che riguarda le resistenze si possono misurare valori anche di 99 MΩ.

Tra le altre possibilità offerte ci sono: filtro analogico commutabile, filtro digitale, memorizzazione e lettura dei valori di picco, media di misure con da 1 a 9.999 campionamenti per media, misure di deviazione percentuale, misure di null e offset, analisi di firma, self-test e diagnostica incorporata, calibrazione digitale, possibilità di misure di resistenza automatiche a 2 e 4 fili.

AD INSTRUMENTS
Via J. Palma, 1
Milano

Filtri tripli per la televisione digitale

Si tratta di filtri destinati ai sistemi di diffusione di segnali televisivi che hanno scelto di elaborare le immagini dopo averle spezzate in 3 "componenti", conosciuti come canale Y, U e V.

Filtri tripli per la radiodiffusione TV.

I filtri della Matthey sono particolarmente adatti per gli apparati commerciali.

Questo sistema ha consentito di ottenere segnali migliori rispetto a quelli che si hanno quando si elabora l'immagine a colori composita completa.

MATTHEY PRINTED PRODUCTS LTD
William Clowes Street, Burslem
Stoke-on-Trent ST6 3AT (Inghilterra)

Generatore stereo AM/FM

Lo RE 502 presentato dalla CON.TEC è un generatore stereo AM/FM completamente programmabile, progettato per prove automatiche di ricevitori FM stereo a AM stereo di alta qualità.

Genera un segnale composito multiplexato nel tempo conforme agli standard FCC/EBU e una matrice audio con pilota a 5 Hz conforme alle proposte Magnavox per diffusione stereo AM.

È possibile selezionare tutti i modi stereo (L & R, L = R, L = —R, L, R). I segnali L e R vengono scelti fra 8 differenti sorgenti di modulazione, interna ed esterna, e i livelli R/L e pilota sono programmabili indipendentemente.

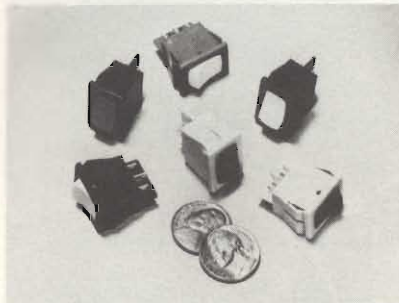
Nell'RE 502 la separazione stereo è migliore di 65 dB FM e 56 dB AM.

La distorsione è minore di 0,02%.

Tutte le funzioni sono controllate a distanza tramite l'interfaccia IEEE/IEC, interfaccia BCD o unità di memoria. Sia con la programmazione locale che a distanza, tutti i parametri sono visualizzati da un display a LED sul pannello frontale.

CON.TEC
St. Statale 11, Km 158
Cassina de Pecchi (MI)

Mininterruttori con bilanciere a gondola

La Carlingswitch ha annunciato una serie di mininterruttori, la 621, caratterizzata da contatti brevettati autopulenti, montaggio a scatto, ottimo rendimento come interruttore sia per basse che per elevate potenze, tipi a polo singolo e doppio su base normalizzata adatta per qualsiasi foro di montaggio standard.

Mininterruttori con bilanciere a gondola.

Tutti i modelli sono costruiti completamente in nylon, in modo da ottenere un doppio isolamento e poter contraddistinguere in base ai colori i vari attuatori.

C & K COMPONENTS
Via Frapolli, 21
Milano

Sintetizzatore RF

La Philips T & M ha presentato un sintetizzatore da 1 GHz completamente programmabile, che offre la possibilità di modulazione AM e FM oltre che video. Il PM 5390 consente di effettuare sofisticate misure sweeppate oltre ad avere incrementi della frequenza a passi sia in modo automatico che manuale.

Lo strumento fornisce un'uscita stabile e precisa da 100 kHz e 1020 MHz con la selezione e la visualizzazione della frequenza, dell'ampiezza dei segnali, degli incrementi della frequenza e del tempo di sweep digitali.

Il controllo a picoprocessore permette di scegliere tutti i parametri e tutti i valori agendo in modo semplice sui comandi del pannello frontale.

Si possono memorizzare fino ad 8 set di parametri per un eventuale uso successivo.

Inoltre un'interfaccia IEEE bus incorporata rende possibile il controllo a distanza dello strumento.

PHILIPS
V.le Elvezia, 2
Monza (MI)

Generatore di segnali programmabile

L'elevata purezza spettrale, la bassa FM residua, le caratteristiche di modulazione eccellenti e l'ampia gamma di frequenza da 50 kHz a 1360 MHz rendono il generatore di segnali SMPC della Rohde & Schwarz particolarmente adatto per l'impiego nel settore dei satelliti, nei laboratori di calibrazione, per il testing di sistemi di telecomunicazione a banda stretta e per ricevitori di radiodiffusione e per ricevitori selettivi.

In passato, per ottenere queste prestazioni, occorrevano due generatori AM e FM separati.

La programmabilità attraverso interfacce IEC 625-1 e IEEE 488 consentono di inserire l'SMPC anche in sistemi automatici.

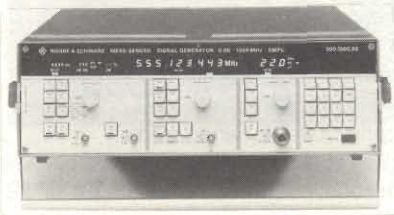
La frequenza è regolabile da 0,05 a 1000 MHz con una risoluzione di 0,1 Hz e fino a 1360 MHz con una risoluzione di 1 Hz.

L'FM residua, in accordo con le specifiche CCITT, è tipicamente sotto 1 Hz a 500 MHz e sotto 0,2 Hz a 100 MHz.

Il livello di rumore in banda laterale singola è — 135 dBc 20 kHz da portante a 500 MHz.

Per quel che riguarda le caratteristiche di modulazione, la distorsione di inviluppo è 0,5%, la distorsione FM è minore dello 0,1%, la separazione dei canali stereo è maggiore di 56 dB.

L'SMPC usa un sintonizzatore AF come generatore di modulazione, funzionando nel range da 10 Hz a 100 kHz con una risoluzione di 1 Hz a 10 kHz.

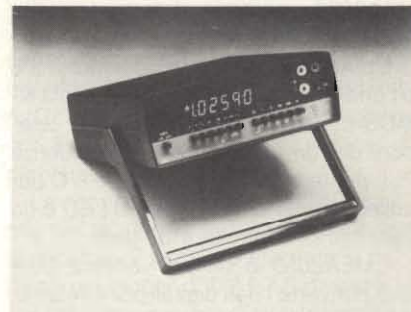
ROJE TELECOMUNICAZIONI
Via Sant'Anatalone, 15
Milano

Generatore di segnali ad elevata purezza spettrale.

Multimetro da laboratorio a 5 1/2 cifre

Il multimetro della Data Precision, che ha una precisione garantita su un anno di ± 0,007% in continua, misura non solo tensioni continue, alternate e resistenze, ma anche correnti continue ed alternate, tutto con l'elevata risoluzione di 5 digit.

Lo strumento studiato per laboratorio ha le funzioni commutabili normalmente.

Esistono due modelli, il 2590 sensibile al valore medio e il 2590R sensibile al vero valore efficace.

La sensibilità è di 1 μV nella gamma 200 mV; in fondo scala è commutabile in 5 gamme fino a 1200 Vcc. L'impedenza

Multimetro da laboratorio in precisione.

di ingresso è maggiore di 1000 MΩ fino a 20 V; sulle scale 200 V e 1200 V l'impedenza di ingresso è 10 MΩ.

Lo strumento è completamente protetto contro scariche, sovratensioni e manovre accidentali.

La misura di resistenze prevede 6 gamme con risoluzione di 1 mΩ fino a 20 MΩ. Un commutatore sul frontale permette la scelta di misura a 2 o 4 fili.

Il 2590 ha una banda passante da 20 Hz a 100 kHz e il 2590R da 20 Hz a 20 kHz. La precisione nella misura della tensione alternata è rispettivamente 0,3% e 0,75%. Lo strumento ha un display a LED da 0,6".

AMPERE
Via Scarlatti, 26
Milano

Amplificatore audio da 8 W

L'RCA-CA2002 è un amplificatore di potenza monolitico al silicio operante in classe B, progettato per pilotare carichi anche di 1,6 Ω.

Il dispositivo può fornire una corrente di uscita di 3,5 A, ha un basso contenuto di armoniche e una bassa distorsione di cross-over, e la protezione load-dump voltage-surge.

La massima tensione di alimentazione è 18 V, e una protezione interna protegge il dispositivo contro picchi anche di 40 V.

Il CA2002 viene fornito in package plastico a 5 terminali tipo TO-220 VERSA-V, sia per il montaggio orizzontale che verticale.

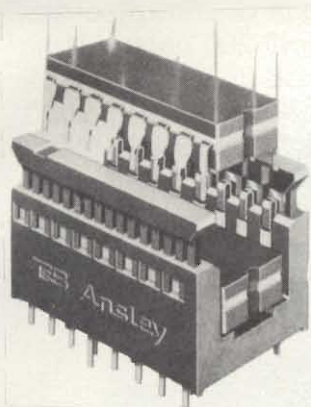
RCA
P.za San Marco, 1
Milano

Zoccolo per due chip verticali

Con lo zoccolo STACKED DIP della Thomas & Betts è possibile il packaging verticale di due chip, uno sopra all'altro, con notevole risparmio di spazio sulla piastra.

L'architettura dello zoccolo consente una migliore esposizione dei chip alla corrente di raffreddamento, grazie alle fessure di scorrimento per l'aria lasciate tra i due chip sovrapposti.

La resistenza di contatto è inferiore a 3,5 mΩ, la rigidità dielettrica è 1000 Vcc e il campo di temperatura va da — 55 a + 104 °C.

Sono disponibili due versioni: una a 32 pin per i circuiti integrati tipo driver e decoder e una a 16-18-20-24-28 pin per memorie RAM dinamiche.

Zoccolo per il montaggio di due chip sovrapposti.

Lo STACKED DIP può inoltre essere utilizzato come zoccolo semiattivo nelle versioni che incroporano uno o tre condensatori collegati in parallelo.

THOMAS & BETTS
Via Archimede, 3
Cinisello B. (MI)

Interruttori a tenuta da CS

Gli interruttori stagni della serie SY della APEM, con un passo dei terminali di 5,08, sono specificatamente concepiti per il montaggio su schede a circuito stampato.

La loro ermeticità li rende completamente adatti alla saldatura ad onde e al lavaggio per immersione.

Sono disponibili diverse versioni: 5 funzioni elettriche unipolari e bipolari, 3 lunghezze della leva.

Le caratteristiche degli interruttori SY sono: resistenza di contatto iniziale inferiore a 10 mΩ, resistenza di isolamento maggiore di 1000 MΩ, rigidità dielettrica di 1000 Veff, campo di temperatura di funzionamento da — 20 a + 85 °C.

A.P.E.M.
B.P. 1
82300 Caussade (Francia)

Circuiti di deflessione orizzontale e verticale

Il circuito TEA 2017 della Thomson - EFCIS è un circuito di deflessione H e V concepito per la televisione bianco e nero oltre che per i monitor a grande diffusione.

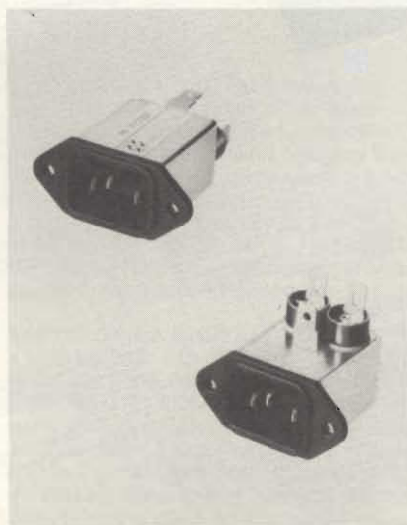
Il dispositivo comprende: un separatore di sincro linea e quadro, un oscillatore "verticale" con sincronizzazione, un amplificatore di potenza "verticale" con protezione termica e contro i corto circuiti, un oscillatore "orizzontale" (VCO), un comparatore di fase per la linea sincro, un condizionatore di impulso con uscita a "collettore aperto", un'uscita che inibisce la parte audio.

L'uscita di quadro permette di attaccare direttamente il dispositivo di deflessione senza componenti esterni.

L'uscita di riga è un impulso negativo di 22 μs che consente il collegamento diretto di un Darlington.

THOMSON-CSF Componenti
Via M. Gioia, 72
Milano

Filtri di linea di alimentazione

La serie ED CORCOM di filtri di linea di alimentazione RFI fornisce un rendimento maggiore rispetto a filtri di analoghe dimensioni.

Filtri di linea di alimentazione RFI ad alto rendimento.

I filtri sono studiati per il controllo del rumore a bassa frequenza delle linee fra di loro e rispetto alla terra.

La serie ED ha il riconoscimento UL, con certificazione CSA.

La serie è disponibile con terminali posteriori o in cima. Entrambi i modelli incorporano connettori secondo IEC. Elettricamente la serie ED è disponibile nelle versioni da 1, 3 e 6 A, con tensione da 115 a 250 Vca.

C & K COMPONENTS
Via Frapolli, 21
Milano

Modem single chip della Exar

La Exar, ha introdotto sul mercato l'XR-14412: un modem FSK single chip in versione CMOS.

Questo dispositivo contiene tutta la circuiteria necessaria per costruire un modem FSK completo con operazioni di simplex, half-duplex e full-duplex.

Il modem ha un oscillatore a cristallo incorporato che dà una garanzia di precisione e di pieno controllo della deriva termica.

L'XR-14412 lavora in chiamata o automaticamente ed è pin-programmabile in conformità con gli standard Bell ed europei (CCITT), utilizza la tecnologia MOS complementare onde operare a bassa dissipazione ed interfacciare dispositivi CMOS e TTL. Il modem può essere programmato a 200, 300 o 600 baud.

L'XR-14412 è disponibile in due range operativi di tensione: da 4.75 a 15 V e da 4.75 a 6 V. Il modem interessa i mercati delle telecomunicazioni e delle periferiche di computer, può essere usato nei modem stand-alone, terminali remoti, accoppiatori acustici e modem costruiti nell'interno di terminali. Può essere inoltre impiegato per semplificare la riduzione della misura delle piastre stampate dato che contiene in un chip il modulatore e il demodulatore.

L'XR-14412 è già disponibile in package plastico o ceramico a 16 pin dual-in line.

ELEDRA 35
V.le Elvezia, 18
Milano

Modem single chip della Exa

SONY SL-F1
REGISTA, PRODUTTORE, SPETTATORE.

Il portatile Sony SL-F1 è un vero e proprio condensato di funzionalità, versatilità e compattezza. 4,3 Kg, solo 8 cm di spessore, 32,5 cm di lunghezza per un portatile che ha tutti i vantaggi e la funzione "moviola" del famoso Betamax SL-C7.

Ricerca veloce in avanti e indietro, fermo immagine, doppia velocità, rallenti che con lo swing search si può avere all'indietro oltre che in avanti.

Col dispositivo Record Review si rivedono automaticamente nel mirino gli ultimi secondi di registrazione.

Un microcircuito permette l'editing cioè un passaggio pulito e senza disturbi fra una sequenza e la successiva.

La telecamera Trinicon ha mirino e zoom elettronici, dissolvenza delle immagini, e il Record Review.

Il portatile SL-F1 è collegabile al tuner TT-F1, abilitato per le registrazioni dei programmi televisivi per un periodo di 14 giorni su 9 diversi canali.

MONITOR PROFEEL: UNA TV MODULARE

TELECAMERA TRINICON

VIDEOREGISTRATORE SL-F1E

SINTONIZZATORE TT-F1E

M&AD